12 AMPLIFICATEURS AU BANC D'ESSAIS

LE HAUT-PARLEUR

ISSN 0337 1883

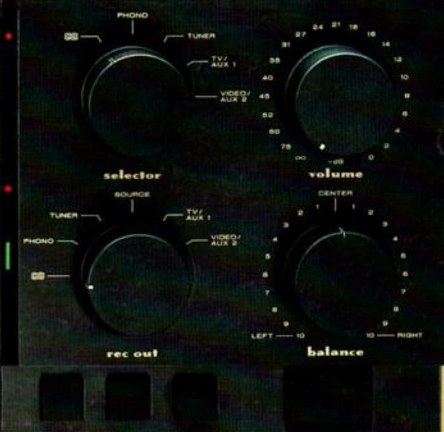
HI-FI. AUDIO. VIDEO. MICRO. ELECTRONIQUE. REALISATIONS



Réalisez:
UN TRANSVERTER
UN COMPTE TOURS DIGITAL

4 REALISATIONS "FLASH"





L'AMPLIFICATEUR marantz PM 64 II

BELGIQUE : 120 F.B. ● CANADA : 2.75 $ ● SUISSE : 6 F.S. ● ESPAGNE : 320 PTAS ● LUXEMBOURG : 127 F.L.

15 OCTOBRE 1986
N° 1733 - LXIe ANNÉE 19F



Notre couverture : Marantz PM-64 MK II

un ampli intégré de la toute dernière génération. C'est un 2 × 100 W FTC capable de délivrer des pointes de 2 × 230 W (4 Ω, dynamique IHF), grâce à l'alimentation AVSS. Les composants utilisés sont de type « audiophile », dont les condensateurs à feuille de cuivre fabriqués sur spécification de Marantz. De même, le filtrage est assuré par des électrolytiques à forte mobilité ionique, usant de diélectrique à support céramique. L'ensemble repose sur un châssis entièrement cuivré (même les vis !) pour lutter contre les courants d'Eddy.

(Fond : photo Gamma.)

LE HAUT-PARLEUR
2 à 12, rue de Bellevue
75940 PARIS CEDEX 19
Tél. : 16 (1) 42.00.33.05
Télex : PGV 230472 F

Fondateur : J.-G. POINCIGNON
Directeur de la publication : A. LAMER
Directeur honoraire : H. FIGHIERA
Rédacteur en chef : A. JOLY
Rédacteurs en chef adjoints : G. LE DORÉ, Ch. PANNEL
Abonnements : O. LESAUVAGE
Promotion : S.A.P., Mauricette EHLINGER
70, rue Compans, 75019 Paris, tél. : 16 (1) 42.00.33.05

ADMINISTRATION - REDACTION - VENTES
SOCIETE DES PUBLICATIONS RADIO-ELECTRIQUES ET SCIENTIFIQUES
Société anonyme au capital de 300 000 F

PUBLICITE :
SOCIETE AUXILIAIRE DE PUBLICITE
70, rue Compans - 75019 PARIS
Tél. : 16 (1) 42.00.33.05
C.C.P. PARIS 379360

Directeur commercial : *Jean-Pierre REITER*
Publicité : *Patricia BRETON*
assistée de : *Andrée MENDIONDO*

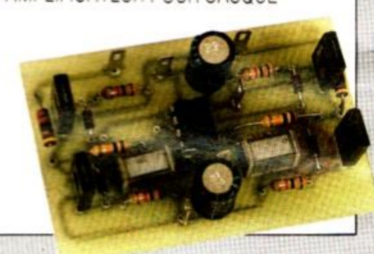
Commission Paritaire N° 56 701



Distribué par « Transport Presse »

Dépôt légal : Octobre 1986 - N° EDITEUR : 964
ABONNEMENTS 12 numéros : 228,00 F
Voir notre tarif spécial abonnements page 26

LES REALISATIONS « FLASH »



REALISATIONS



Sommaire

BANC D'ESSAIS

INFORMATION



INITIATION

DOCUMENTATION



DIVERS

LE PETIT JOURNAL DU HAUT-PARLEUR

LA VIRGINITÉ TAXÉE

On la craignait depuis longtemps. Elle a fini par arriver. La taxe sur la bande magnétique vierge a fait ses débuts le 8 septembre dernier.
Depuis cette date, fabricants et importateurs de supports d'enregistrements à usage grand public sont contraints de verser 1,50 F par heure d'enregistrement pour les bandes audio et 2,25 F par heure d'enregistrement pour les bandes vidéo. Cette « redevance » est destinée aux auteurs, compositeurs, interprètes et producteurs, pour les dédommager du préjudice causé par la copie privée. Cette disposition avait été prévue par la loi sur le droit d'auteur proposée par M. Lang et votée le 3 juillet 1985. Le montant de la taxe a été fixé le 30 juin 1986 à l'issue d'une commission où étaient représentées les parties intéressées : les auteurs, interprètes et producteurs, les fabricants et importateurs et les associations de consommateurs.
D'après les délégués des fabricants et importateurs, les représentants des consommateurs se sont finalement rangés du côté de la taxe.
Bien sûr, les sommes apparaissent relativement modiques : 2,25 F pour une cassette audio C-90 ; 6,75 F pour une cassette vidéo E-180. Mais, au moment où nous mettons sous presse, nous ne savons pas si la TVA s'appliquera aussi sur cette taxe, ce qui la majorerait de 33 % (selon les réglements de la CEE, elle doit obligatoirement s'appliquer). Par contre, ce qui est évident, c'est que certains distributeurs et négociants répercuteront la taxe avant le calcul de leur marge. D'une petite taxe, on arrive à une augmentation conséquente qui risque bien d'antidémocratiser les bandes magnétiques. Au niveau des magasins de détail, une cassette audio C-90 pourrait augmenter de 5 F et une cassette vidéo E-180 risque d'être majorée de 12 à 15 francs.
D'autre part, si les bandes magnétiques destinées à un usage professionnel ne seront pas soumises à la nouvelle taxe, celles destinées aux amateurs qui font de la création n'y échappent pas. Les chasseurs de sons, les vidéastes amateurs devront payer aux créateurs professionnels un droit pour pouvoir eux-mêmes créer. Un comble ! **Pierre LABEŸ**

AGFA FORUM

Agfa, à l'occasion de la Photokina, lance l'Agfa Forum. Une méthode de communication internationale pour les professionnels de l'audio et de la vidéo magnétique, de l'audiovisuel. Une institution destinée à établir un dialogue international entre tous ses membres.

Les moyens de communication seront de divers ordres, tenue de conventions internationales, organisation de réunions nationales et régionales, publication d'un magazine international pour les membres, publication de comptes rendus de presse.

Il a également été prévu de décerner des récompenses concernant des technologies hors du commun ou des réalisations notables dans le domaine des médias audiovisuels.

La réunion de fondation a eu lieu à Leverkussen, siège d'Agfa, le 5 septembre dernier. La France était représentée par l'INA, la SFP, VDM et deux représentants de la presse spécialisée.

Renseignements chez Agfa, 274, avenue Napoléon-Bonaparte, 92500 Rueil-Malmaison.

BROUILLAGE

Autrefois, c'était TDF qui brouillait les radios dites « pirates » pour leur apprendre ce qu'était un monopole de diffusion.

Aujourd'hui, ce sont les plus puissantes des radios privées qui utilisent ces méthodes pour éliminer la concurrence. C'est du moins ce que l'on pourrait croire après l'histoire arrivée à Lille au mois d'août dernier. Un huissier requis par le tribunal de commerce de Roubaix-Tourcoing a constaté la présence sur le mât de NRJ-Lille d'une antenne reliée à un émetteur de près de 30 W qui brouillait la fréquence de Radio Métropolys, la concurrente locale. Plainte, scandale...

Depuis, NRJ a fait le ménage et s'est débarrassée du poseur de brouilleur, l'un des responsables de la station.

LA CLT VEUT LA 5

M. Claude Lemoine a été chargé par la Compagnie luxembourgeoise de télévision (RTL) de préparer un dossier pour le rachat de la cinquième chaîne. La CLT persiste donc.

LE CD SUR LA ROUTE DE LOUVIERS

PDO et Polygram France ont décidé d'entreprendre la reconversion de l'usine Polygram de disques et de cassettes de Louviers dans l'Eure en une unité de production de disques à lecture laser. La production commencera dès le premier semestre 1987 avec des disques compacts. La capacité de production devrait passer de 5 millions de disques compacts en 1987 à 30 millions en 1989. Plus de 50 % de la production seront exportés. Aux disques compacts audio viendront vite s'ajouter les CD-ROM (stockage de données) et CD-I (compact-disc interactif). L'usine de Louviers emploie actuellement 400 personnes. Cet effectif sera conservé jusqu'à ce que la production atteigne 20 millions de disques compacts. Pour produire les 30 millions du régime de croisière, l'effectif sera progressivement porté à 500 personnes.
Pour reconvertir l'usine de Louviers, PDO va investir quelque 250 millions de francs. Le maître d'œuvre sera la Société française Philips and Du Pont Optical, filiale de PDO (Pays-Bas).
PDO, c'est l'association de N.V. Philips (Pays-Bas) et de Du Pont de Nemours (USA). Cette société a été créée en 1986 pour le développement, la production et la commercialisation de médias optiques dans les domaines audio, vidéo et informatique. Elle dispose déjà de sites de production à Hanovre (RFA), Blackburn (G.B.), Kings Mountain (Caroline du Nord-USA), et, en participation, à Rome (Italie). Avec l'usine de Louviers, le groupe PDO devrait arriver à une capacité de production de 200 millions de disques compacts.
Pour le disque compact, 1987 devrait représenter la fin de la pénurie. En 1986, il aura en effet manqué quelque 20 % pour satisfaire la demande. En 1988, on peut donc s'attendre au début de la baisse des prix de détail, qui, à terme, pourrait atteindre 30 %. En même temps, le marché du compact-disc s'est considérablement restructuré. Si, en 1984, la musique classique représentait 90 % du marché, la part de la variété (jazz, rock, chanson, etc.) s'est lentement accrue : 25 % en 1985, 50 % en 1986 et 75 % en 1987.

Pierre LABEŸ

LE PRIX DE LA 5

Les actionnaires actuels de la cinquième chaîne réclament à l'Etat français une indemnité correspondant à la valeur actualisée des profits que la chaîne aurait réalisés durant les dix-huit ans de concession. Ils estiment que la première année aurait pu leur rapporter quelque 800 MF s'il n'y avait eu les problèmes que l'on sait. Un recours en Conseil d'Etat a été également déposé pour faire annuler le décret résiliant la concession. Un décret qui risque de nous coûter (contribuables) plusieurs dizaines de milliards de francs.

EDITORIAL

Ça y est ; chose promise, chose due, notre *Haut-Parleur* renouvelé, réadapté, peaufiné est arrivé. Vous tenez dans vos mains le fruit d'un travail acharné, d'un long chemin jalonné de pièges que nous espérons avoir déjoués. Le plus évident consistait à hésiter à ébranler notre remarquable institution, celle à laquelle tous s'étaient fidélisés, depuis plus de soixante ans maintenant.

Mais l'excès dans l'innovation existe aussi en matière de presse et, comme dans tout autre domaine, constitue un autre risque ! Aussi on ne s'étonnera pas de trouver ce mois-ci pas moins de dix réalisations dans ce numéro : cela à titre de témoignage de notre volonté à renouer avec la créativité en électronique. Nous venons de prononcer le mot clé, et, même s'il paraît un peu fort, c'est bien de cela qu'il s'agira dans nos prochains numéros.

En effet, nous estimons que, depuis une bonne dizaine d'années, les lois du commerce et de la concurrence dues à la banalisation des « produits finis » ont mis un peu en péril cette créativité des amateurs, faute de composants vraiment modernes, abordables et faciles à trouver. La situation semble s'améliorer, au seul vu des listes fournies dans nos pages par les revendeurs. A nouveau, nous ne pouvons qu'encourager ces partenaires indispensables dans leurs efforts.

Octobre, c'est aussi la rentrée scolaire. Pour de nombreux lecteurs, cela coïncide avec la reprise des cours d'électronique, d'électrotechnique, d'informatique et autres sciences dites exactes. C'est à eux que nous dédierons nos pages « Electronique aux examens », « ABC de la micro-informatique » et « Initiation à la pratique de l'électronique ».

Et pour les autres ? Il reste possible d'apprendre de manière moins rigoriste, plus pratique et rapidement : ce sont nos quatre réalisations « Flash » qui suppléeront à cette fonction, en sus de nos réalisations traditionnelles.

Au fur et à mesure de cet apprentissage, théorique et/ou pratique, une connaissance plus approfondie des composants s'avère nécessaire. D'où notre idée de répertorier les plus courants au sein de fiches, notamment pour les composants actifs.

Nous commencerons ce mois-ci avec les transistors petits signaux et les diodes électroluminescentes.

Enfin, si vous consommez surtout de l'électronique, notre dossier du mois s'est agrémenté lui aussi de fiches tests (minimum : douze par mois) permettant de faire son choix en toute connaissance de cause.

Bonne lecture à tous.

La Rédaction

LE PETIT JOURNAL DU HAUT-PARLEUR

MOULINS : LA SOURCE EST TARIE

« La HiFi française prend sa source à Moulins », tel était le slogan de Thomson Brandt au début de la décennie. L'usine Selimo-Thomson, installée à Yseure, dans la banlieue de Moulins, produisait des chaînes compactes, des mini-chaînes et des éléments séparés. A la mi-septembre, la nouvelle tombait : l'usine risque de fermer dans quelques mois. Les responsables de Thomson Grand Public ne sont guère optimistes. « Nous ne sommes pas en mesure de démentir le licenciement de trois cent quatre-vingt-dix personnes, ni de garantir l'emploi des salariés » répondent-ils aux inquiétudes de la mairie. Cinquante emplois seront préservés à l'usine Selimo dans le secteur de l'électronique automobile, et il reste quelques espoirs de reconversion partielle de l'usine. Pour Moulins, c'est catastrophique après l'avalanche de fermetures d'usines dans la région (Valeo, etc.). Pour Thomson, ce n'est pas reluisant. Soixante millions de francs ont été investis dans l'usine de Moulins par le gouvernement Mauroy en 1982. Les chaînes ont été modernisées, mais avec semble-t-il un manque d'ambition. Les quantités produites, trop faibles, n'autorisaient pas une automatisation salutaire pour les coûts de fabrication, et du même coup impliquaient une main d'œuvre abondante. Résultat, les produits avaient un prix de revient supérieur aux matériels équivalents importés. En 1985, l'usine de Moulins présentait un déficit de 300 millions de francs, le chiffre d'affaires s'élevant à 21 milliards de francs. Le président-directeur général du groupe Thomson, M. Gomez, a indiqué qu'il était prêt à consentir des pertes, si le gouvernement le soutenait... En même temps, Thomson cherche un associé pour l'usine Selimo : JVC est intéressé, mais les négociations piétinent. En 1986, le nouveau gouvernement supprime ses aides à Selimo-Thomson. Il a d'autres projets pour le groupe Thomson qu'il veut privatiser. L'usine de Moulins fermera probablement. Seul l'usine de Dual, affiliée au groupe Thomson, va continuer à fabriquer de la HiFi européenne. Elle produit entre autres les lecteurs de compact-disc pour tout le groupe, et ces appareils sont protégés par la CEE : 19 % de droits à l'entrée du Marché commun. Les chaînes HiFi de Thomson, Brandt, Saba et autres Nordmende seront désormais fabriquées en Malaisie où la main-d'œuvre coûte moins cher et dont les exportations à destination de la CEE sont peu taxées (pays en voie de développement). Après Moulins, la HiFi française prend sa source en Malaisie, quel malaise...

P. LABEŸ

PREMIER SET

SET Presse, c'est la Société d'étude de la télévision par la presse, un regroupement de dix-sept entreprises de presse nationales ou régionales éditrices de quotidiens ou de périodiqes et la Ville de Paris. Son but : « prendre une participation significative dans le capital d'une chaîne de télévision grâce à la capacité d'investissement de ses associés ». Les grandes manœuvres sont commencées.

DEMONSTRATION DU D2-MAC

Le D2-MacPaquet, on en parle beaucoup, mais personne ne l'a vu ni entendu. Les premiers films vidéo sont en production au studio numérique de Rennes et seront présentés dès janvier 1987. Il se peut donc que le Festival du Son et de l'Image vidéo soit le premier théâtre des démonstrations grand public. A vous, l'image en 625 lignes vraies et le son numérique, stéréophonique et multilingue !

EVITER LA DRAM

L'Europe ayant été évincée de l'accord américano-japonais sur les mémoires, la CEE prépare une action « anti-dumping » contre les DRAM et les EPROM fabriquées au Japon et vendues en Europe à des prix inférieurs aux prix de revient. SGS, Thomson, Philips, Siemens, appuient l'action.

FEVRIER 1988

C'est la date demandée par la Société européenne de satellites à Arianespace pour le lancement de son satellite Astra. Le satellite de la SES proposera 16 canaux (puis 32, deux ans plus tard) et sera suffisamment puissant pour pouvoir être capté par des antennes paraboliques de 85 cm de diamètre (TDF-1 : 60 cm).

TDF-1 RETARDE

Le satellite de télédiffusion français TDF-1 sera lancé au second semestre 1987, probablement en septembre. Les ennuis d'Ariane devraient alors être résolus. Il ne faudrait pas que la grande chance de l'industrie européenne de l'électronique grand public finisse noyée.

VLSI

Le moment est venu de faire le point sur les technologies VLSI développées en France, appliquées au traitement du signal et de l'image. Pas moins de dix-sept exposés (affiches et conférences) d'industriels et universitaires aborderont le sujet difficile des « Architectures et processeurs de Traitement de Signal » en présentant des réalisations concrètes et adaptant la structure matérielle à celle des algorithmes. Le CNET présentera également une maquette de convolueur. Et pour finir un aperçu sur les architectures de processeurs symboliques.
C'est le 22 octobre 1986, à l'Ecole supérieure d'électricité, plateau du Moulon à Gif-sur-Yvette.
Renseignements et inscriptions à la S.E.E., (1) 45.67.07.70.

PHILIPS CHANGE DE TETE

M. Thierry Meyer est le nouveau président-directeur général de la Compagnie Française Philips. Il succède à M. Juraszinski, promu au directoire d'Eindhoven. M. Georges Hureau succède à M. Meyer à la tête de Philips Industrielle et Commerciale.

PRIX PUBLIC

Le prix de la communication s'affiche maintenant sur l'écran pour les usagers des messageries et des services Télétel. Pour le DGT, cela ne devrait pas faire baisser la consommation.

LE REVEIL DE RFM

RFM, 96,9 MHz à Paris, associée avec Sony, affiche en relief depuis le 10 septembre. Le slogan, « RFM, la radio réveil », couronne un énorme radiocassette à la marque nipponne. L'« affiche » distille les programmes de RFM.

BLINIS

Lorsqu'on a toujours appelé le microsillon « galette », il est normal de baptiser « blinis » le CD. C'est ce qu'à fait Marcel Barbin (ex-*Son Magazine*, ex-*Stereoplay*) pour son journal entièrement consacré aux disques compacts et aux techniques nouvelles de communication. L'information est au rendez-vous, la critique aussi. Si *Blinis* dépasse les 3 000 abonnés, c'est promis, on aura le saumon fumé en prime. *Blinis* est édité par CIA Editique, 171-173, avenue Maginot, 94400 Vitry-sur-Seine. Tél. : (1) 46.65.77.21.

4,5 MILLIARDS DE DOLLARS

C'est le chiffre d'affaires de l'industrie de la vidéo (programmes) aux Etats-Unis pour 1985. Le taux de croissance prévu pour 1986 serait de 45 %. Aux Etats-Unis, plus d'un foyer sur trois est équipé d'un magnétoscope.

NOUVELLES DU JAPON

Présenté encore une fois à l'Audio Fair, l'enregistreur magnétique audionumérique semble devoir rester quelque temps encore l'Arlésienne du marché. En l'absence de compromis sur le standard, les pressions anti-DAT affluent de toute part. L'expérience de la vidéo a marqué les industriels japonais. Pourtant, si l'on regarde les caméscopes, les différences ne sont pas si grandes...

Savez-vous comment s'appelle le Tokyo Audio Fair 86 ? Evolution oblige, il prend le nom de « Festival of Sound and Image »...
Ce qui montre que pour une fois la France était en avance, notre Festival du Son s'étant ouvert à la vidéo, il y a déjà plusieurs années. La généralisation des systèmes AV y est pour quelque chose. La baisse des inscriptions y est pour beaucoup. Dans les soixante et onze exposants manquent Akai, Hitachi, Sharp, Toshiba, Kyocera, Fuji, Sanyo et Fujitsu qui ont préféré s'exhiber au « Japon Electronic Show » qui a lieu à quelques mètres du précédent salon et aux mêmes dates.

LE D.A.T. DANS LE FLOU

Sur les stands de l'Audio Fair seront exposés, comme l'an dernier, les prototypes d'enregistreurs audionumériques grand public.
On annonce même la commercialisation de certains modèles avant la fin de l'année au Japon. Mais ces mises sur le marché seront dues à des stratégies individuelles des constructeurs. En effet, il semble que les tentatives de l'EIAJ et du ministère japonais du commerce pour concilier les différents standards aient échoué.
Le constructeur le plus en pointe au niveau de la technologie du R-DAT (enregistreur à têtes tournantes), Sony, est capable de fabriquer 100 000 enregistreurs DAT par mois. Mais CBS-Sony, l'éditeur de musique, n'est absolument pas prêt à commercialiser des cassettes préenregistrées.
D'ailleurs, les distributeurs de musique japonais ont menacé de lancer une campagne « Anti-DAT », si ces enregistreurs étaient lancés prématurément. Ils s'inquiètent de la concurrence que pourrait faire le DAT au compact-disc et des problèmes non résolus de la copie privée.
On comprend dès lors que le prudent Matsushita, qui avait annoncé une commercialisation du DAT en novembre 1986, ait déjà repoussé au printemps prochain. Il semble aussi que les premiers DAT seront présentés comme des mémoires de masse pour ordinateurs.

VERS L'AMPLIFICATEUR NUMERIQUE

La chaîne audio complètement numérisée n'est pas pour demain. On voit mal, pour l'instant, la conversion numérique/analogique se faire au niveau des enceintes acoustiques.
Dans ce domaine, les constructeurs avancent lentement. Ainsi, Luxman, qui vient de développer un préamplificateur LV-109 capable de recevoir les signaux numériques issus d'un lecteur de compact-disc.
Ce préamplificateur est équipé d'un convertisseur numérique/analogique et d'un filtre numérique ainsi que de tous les circuits nécessaires à la conversion. Le signal peut ensuite être directement amplifié par le bloc de puissance. Le gros avantage de cette technologie est d'éviter de détériorer le signal entre le lecteur et le préampli. Les signaux numériques sont moins sensibles aux diverses interférences. A noter que le LV-109 propose plusieurs entrées numériques pour des fréquences d'échantillonnage différentes : 44,1 kHz (CD), 48 kHz (DAT) et 32 kHz (tuner de radiodiffusion par satellite). Le LV-109 est accompagné de l'amplificateur de puissance LE-109 utilisant une technologie tout FET et délivrant 2 × 180 W. Pour les passéistes, sachez qu'aucune entrée n'est prévue pour une table de lecture disque...

QUI FAIT QUOI EN CAMESCOPE

En matière de caméscope miniature, VHS-C ou 8 mm, il y a beaucoup de marques, mais peu de fabricants. Les marques connues ne sont pas forcément en pointe dans la technologie du caméscope, ou ne prévoient pas dans un premier temps des ventes suffisantes pour amortir une unité de fabrication, ou encore considèrent que la sous-traitance est plus payante. Résultat, il n'y a que trois fabricants de VHS-C et sept constructeurs de vidéo 8 mm. Cela ne veut pas dire que tous les caméscopes d'un standard sont les mêmes, car les clients de ces sous-traitants proposent et obtiennent des modifications au produit originel. Il n'empêche que ces modifications restent souvent discrètes et ne touchent qu'au design, voire à la couleur.
Ainsi JVC, l'inventeur du VHS-C, fournit déjà, outre sa propre marque, les sociétés japonaises Akai, Panasonic, Toshiba, Sharp, Hitachi, Mitsubishi et l'américaine Zenith. Il s'apprête à livrer les européens Brandt, Thomson, Saba, Dual Nordmende, Telefunken, Thorn EMI, ITT, Sel, Seleco, Philips et Grundig (ces deux derniers se préparant à produire des caméscopesVHS-C). Minolta fabrique lui-même ses caméscopes VHS-C avec des platines JVC. Matsushita vient d'annoncer l'ouverture d'une unité de fabrication de VHS-C avant la fin de l'année 1986. Il fournira alors ses propres marques Panasonic et Quasar et les marques américaines General Electric, Magnavox, J.C. Penny, Philco et Curtis-Mathes.
En vidéo 8 mm, c'est un peu plus touffu.
L'inventeur du système, Sony, réalise les caméscopes de Pioneer, Kyocera et Fuji.
Hitachi, qui ne commercialise pas de vidéo 8 mm sous ses propres marques, en fabriquera prochainement pour Minolta, Pentax et Kyocera.
Matsushita, qui a adopté la même politique du « soyons prêt à tout », assume pour Kodak, Olympus et Nikon. Aiwa, Canon, Nec et Sanyo produisent pour eux-mêmes.
Moralité, quand vous entrez dans un magasin, cherchez les différences et comparez les prix...

PHOTO FINISH

Alors que Canon triomphait à la Photokina européenne avec son appareil photo magnétique, Fuji présentait le sien. Le Fugi ES-2P utilise un CCD à 380 000 éléments, comme le Canon. Mais Fuji a également montré un CCD présentant 400 000 pixels. Les photos magnétiques pourront être visionnées sur le Fujix TV-photo ou sur une imprimante couleur de la marque.
On attend maintenant les appareils commercialisables de Nikon, Matsushita, Minolta et Sony (rappelez-vous le Mavica). Si l'on considère qu'au moins dix firmes japonaises sont capables de fabriquer en série des capteurs d'image (MOS, CCD, etc.), il ne faudra qu'un délai très bref (comptabilisable en mois) pour qu'un appareil photo magnétique amateur (haut de gamme) soit commercialisé.
Vu la rapidité des progrès de l'électronique, l'image magnétique devrait commencer à concurrencer la photo chimique dans quelques années seulement et non une dizaine d'années.

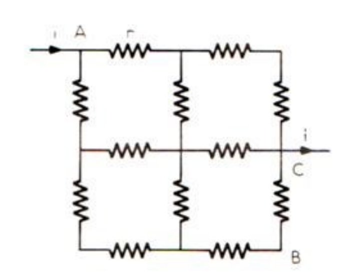
Pierre LABEŸ

L'ELECTRONIQUE AUX EXAMENS

ENONCE

Dans le réseau carré de la figure 1 alimenté entre les points A et C, tous les côtés ont la même résistance r. Calculer la résistance équivalente au dipôle AC en fonction de r :
1° En utilisant uniquement les lois de Kirchhoff.
2° En employant la méthode des courants de maille.
3° Par application du théorème de Kennely, en effectuant plusieurs remplacements triangle/étoile.

(Problème proposé par P. MORY)



SOLUTION

1° On numérote tous les courants en leur attribuant un sens arbitraire, puis on écrit toutes les lois des nœuds (fig. 1a).

$$
\begin{aligned}
i - i_1 - i_2 &= 0\\
i_1 - i_3 - i_4 &= 0\\
i - i_3 - i_7 - i_9 &= 0\\
i_4 + i_5 - i_7 - i_8 &= 0\\
i_2 - i_5 - i_6 &= 0\\
i_8 + i_6 - i_9 &= 0
\end{aligned}
$$

Il faut ensuite exprimer les 9 courants inconnus en fonction de i et d'un nombre minimal d'entre eux.
Par exemple, la 1re équation permet d'exprimer soit i_1 en fonction de i et i_2, ce dernier étant conservé comme inconnue, soit l'inverse i_2 en fonction de i_1 et de i. En fait, pour calculer la résistance équivalente, il suffit de connaître i_1 et i_3, on va donc essayer de conserver ces deux courants i_1 et i_3 parmi les inconnues.

$i_2 = i - i_1$ on garde comme inconnue i_1
$i_4 = i_1 - i_3$ on garde comme inconnue i_3
$i_6 = i_2 - i_5 = i - i_1 - i_5$ on garde comme inconnue i_5
$i_7 = i_4 + i_5 - i_8 = i_1 - i_3 + i_5 - i_8$ on garde comme inconnue i_8
$i_9 = i_8 + i_6 = i - i_1 - i_5 + i_8$

Une des équations des nœuds n'a pas été utilisée, elle est surabondante, c'est normal qu'il y en ait une (ici la 3e). Il reste donc quatre inconnues i_1, i_3, I_5 et i_8. Il nous faut donc maintenant écrire quatre équations des mailles, par exemple pour les quatre petits carrés :

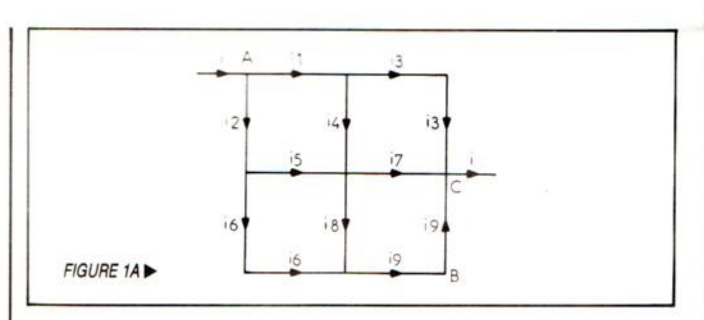


FIGURE 1A ▶

$$
\begin{aligned}
r\,(i_1 + i_4 - i_5 - i_2) &= 0\\
r\,(2\,i_3 - i_7 - i_4) &= 0\\
r\,(i_7 - 2\,i_9 - i_8) &= 0\\
r\,(i_5 + i_8 - 2\,i_6) &= 0
\end{aligned}
$$

$$
\begin{aligned}
&i_1 + i_1 - i_3 - i_5 - i + i_1 = 0\\
&2\,i_3 - i_1 + i_3 - i_5 + i_8 - i_1 + i_3 = 0\\
&i_1 - i_3 + i_5 - i_8 - 2\,i + 2\,i_1 + 2\,i_5 - 2\,i_8 - i_8 = 0\\
&i_5 + i_8 - 2\,i + 2\,i_1 + 2\,i_5 = 0
\end{aligned}
$$

$3\,i_1 - i_3 - i_5 = i$
$-2\,i_1 + 4\,i_3 - i_5 + i_8 = 0$
$3\,i_1 - i_3 + 3\,i_5 - 4\,i_8 = 2\,i$
$2\,i_1 + 3\,i_5 + i_8 = 2\,i$

Il reste à résoudre le système :

$$\begin{cases} 3\,i_1 - i_3 - i_5 = i \\ -2\,i_1 + 4\,i_3 - i_5 + i_8 = 0 \\ 3\,i_1 - i_3 + 3\,i_5 - 4\,i_8 = 2\,i \\ 2\,i_1 + 3\,i_5 + i_8 = 2\,i \end{cases}$$

Calcul du déterminant principal (on désigne par c'_n une combinaison linéaire des colonnes c_i et c_j)

$$\Delta p = \begin{vmatrix} 3 & -1 & -1 & 0 \\ -2 & 4 & -1 & 1 \\ 3 & -1 & 3 & -4 \\ 2 & 0 & 3 & 1 \end{vmatrix} \quad C'_3 \rightarrow C_3 - C_2 \quad \Delta p = \begin{vmatrix} 3 & -1 & 0 & 0 \\ -2 & 4 & -5 & 1 \\ 3 & -1 & 4 & -4 \\ 2 & 0 & 3 & 1 \end{vmatrix}$$

$$C'_1 \rightarrow C_1 + 3\,C_2 \quad \Delta p = \begin{vmatrix} 0 & -1 & 0 & 0 \\ 10 & 4 & -5 & 1 \\ 0 & -1 & 4 & -4 \\ 2 & 0 & 3 & 1 \end{vmatrix} = -(-1) \begin{vmatrix} 10 & -5 & 1 \\ 0 & 4 & -4 \\ 2 & 3 & 1 \end{vmatrix}$$

$$\Delta p = \begin{matrix} 10 & -5 & 1 & 10 & -5 \\ 0 & 4 & -4 & 0 & 4 \\ 2 & 3 & 1 & 2 & 3 \end{matrix} = 40 + 40 - 8 + 120 = 192$$

$$\boxed{\Delta p = 192}$$

NB : ce déterminant ainsi que les suivants peut être très rapidement calculé à l'aide d'une calculatrice scientifique, par exemple Hewlett-Packard HP15C.

Calcul du déterminant relatif à l'inconnue i_1 :

$$\Delta i_1 = \begin{vmatrix} i & -1 & -1 & 0 \\ 0 & 4 & -1 & 1 \\ 2i & -1 & 3 & -4 \\ 2i & 0 & 3 & 1 \end{vmatrix} \quad L_3 \rightarrow L_3 - L_4 \quad \Delta i_1 = \begin{vmatrix} i & -1 & -1 & 0 \\ 0 & 4 & -1 & 1 \\ 0 & -1 & 0 & -5 \\ 2i & 0 & 3 & 1 \end{vmatrix}$$

$$L_4 \rightarrow L_4 - 2\,L_1 \quad \Delta i_1 = \begin{vmatrix} i & -1 & -1 & 0 \\ 0 & 4 & -1 & 1 \\ 0 & -1 & 0 & -5 \\ 0 & 2 & 5 & 1 \end{vmatrix} = i \begin{vmatrix} 4 & -1 & 1 \\ -1 & 0 & -5 \\ 2 & 5 & 1 \end{vmatrix}$$

$$\Delta i_1 = i \begin{matrix} 4 & -1 & 1 & 4 & -1 \\ -1 & 0 & -5 & -1 & 0 \\ 2 & 5 & 1 & 2 & 5 \end{matrix} = i\,(10 - 5 + 100 - 1) = 104\,i$$

$$i_1 = \frac{104}{192}\,i = \frac{13}{24}\,i$$

$$\boxed{i_1 = \frac{13}{24}\,i}$$

Calcul du déterminant relatif à i_3 (on désigne par L'_n une combinaison linéaire des lignes L_i et L_j)

$$\Delta i_3 = \begin{vmatrix} 3 & i & -1 & 0 \\ -2 & 0 & -1 & 1 \\ 3 & 2i & 3 & -4 \\ 2 & 2i & 3 & 1 \end{vmatrix} \quad L'_3 \rightarrow L_3 - L_4 \quad \Delta i_3 = \begin{vmatrix} 3 & i & -1 & 0 \\ -2 & 0 & -1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & -5 \\ 2 & 2i & 3 & 1 \end{vmatrix}$$

$$L'_4 \rightarrow L_4 - 2\,L_1 \quad \Delta i_3 = \begin{vmatrix} 3 & i & -1 & 0 \\ -2 & 0 & -1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & -5 \\ -4 & 0 & 5 & 1 \end{vmatrix} = -i \begin{vmatrix} -2 & -1 & 1 \\ 1 & 0 & -5 \\ -4 & 5 & 1 \end{vmatrix}$$

$$\Delta i_3 = -i \begin{matrix} -2 & -1 & 1 & -2 & -1 \\ 1 & 0 & -5 & 1 & 0 \\ -4 & 5 & 1 & -4 & 5 \end{matrix} = -i\,(-20 + 5 - 50 + 1) = 64\,i$$

$$i_3 = \frac{64}{192}\,i = \frac{1}{3}\,i$$

$$\boxed{i_3 = \frac{i}{3}}$$

Calcul de la résistance équivalente :

$$R_{éq} \times i = r i_1 + 2\,r i_3$$
$$= r\,(i_1 + 2\,i_3) = r\left(\frac{13}{24}\,i + \frac{2}{3}\,i\right)$$
$$= r i \left(\frac{13 + 16}{24}\right)$$

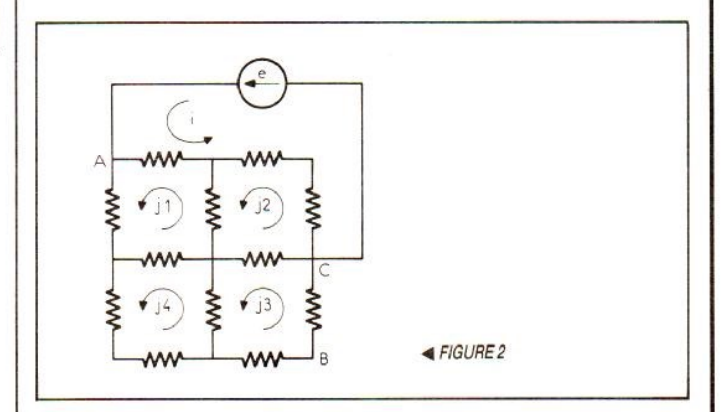
$$R_{éq} = \frac{29}{24}\,r \simeq 1{,}2083\,r$$

$$\boxed{R_{éq} = \frac{29}{24}\,r \approx 1{,}2\,r}$$

2° Le nombre des courants (y compris i) est de 10. Ce nombre total de nœuds est de 6. Il restera donc, par la méthode des courants de maille.

$m = x - (n - i) = 10 - (6 - 1) = 5$

inconnues. Il y aura donc 5 courants de maille, dont $j_5 = i$, et j_1, j_2, j_3, j_4, liés par les quatre équations de maille (fig. 2) :



◄ *FIGURE 2*

$r j_1 + r\,(j_1 - j_4) + r\,(j_1 - j_2) + r\,(j_1 - i) = 0$
$4\,j_1 - j_2 - j_4 = i$
$j_2 - j_1 + j_2 - j_3 + 2\,(j_2 - i) = 0$
$-j_1 + 4\,j_2 - j_3 = 2\,i$

$j_3 - j_4 + 2\,j_3 + j_3 - j_2 = 0$
$-j_2 - 4\,j_3 - j_4 = 0$

$2\,j_4 + j_4 - j_3 + j_4 - j_1 = 0$
$-j_1 + j_3 + 4\,j_4 = 0$

$$\begin{aligned} 4\,j_1 - j_2 \quad - j_4 &= i \\ -j_1 + 4\,j_2 - j_3 &= 2\,i \\ -j_2 + 4\,j_3 - j_4 &= 0 \\ -j_1 \quad - j_3 + 4 j_4 &= 0 \end{aligned}$$

$$\Delta p = \begin{vmatrix} 4 & -1 & 0 & -1 \\ -1 & 4 & -1 & 0 \\ 0 & -1 & 4 & -1 \\ -1 & 0 & -1 & 4 \end{vmatrix}$$

On remplace la 1[re] colonne par la différence colonne (1) – colonne (3)
$C'_1 \rightarrow C_1 - C_3$

$$\Delta p = \begin{vmatrix} 4 & -1 & 0 & -1 \\ 0 & 4 & -1 & 0 \\ -4 & -1 & 4 & -1 \\ 0 & 0 & -1 & 4 \end{vmatrix}$$

On remplace la 3[e] ligne par la somme ligne (1) + ligne (3) $\quad L'_3 \rightarrow L_3 + L_1$

$$\Delta p = \begin{vmatrix} 4 & -1 & 0 & -1 \\ 0 & 4 & -1 & 0 \\ 0 & -2 & 4 & -2 \\ 0 & 0 & -1 & 4 \end{vmatrix} = 4 \begin{vmatrix} 4 & -1 & 0 \\ -2 & 4 & -2 \\ 0 & -1 & 4 \end{vmatrix} = 4 \begin{vmatrix} 4 & -1 & 0 & 4 & -1 \\ -2 & 4 & -2 & -2 & 4 \\ 0 & -1 & 4 & 0 & -1 \end{vmatrix}$$

$\Delta p = 4\,(64 - 8 - 8) = 4 \times 48 = 192$

$\boxed{\Delta p = 192}$

Pour obtenir la résistance équivalente, il suffit de connaître j_1 et j_2

$$\Delta j_1 = \begin{vmatrix} i & -1 & 0 & -1 \\ 2i & 4 & -1 & 0 \\ 0 & -1 & 4 & -1 \\ 0 & 0 & -1 & 4 \end{vmatrix}$$

On remplace L_2 par $L_2 - 2\,L_1 \quad L'_2 \rightarrow L_2 - 2\,L_1$

$$\Delta j_1 = \begin{vmatrix} i & -1 & 0 & -1 \\ 0 & 6 & -1 & 2 \\ 0 & -1 & 4 & -1 \\ 0 & 0 & -1 & 4 \end{vmatrix} = i \begin{vmatrix} 6 & -1 & 2 \\ -1 & 4 & -1 \\ 0 & -1 & 4 \end{vmatrix} = i \quad \begin{matrix} 6 & -1 & 2 & 6 & -1 \\ -1 & 4 & -1 & -1 & 4 \\ 0 & -1 & 4 & 0 & -1 \end{matrix}$$

$\Delta j_1 = i\,(96 + 2 - 6 - 4) = 88\,i$

$j_1 = \dfrac{88}{192}\,i = \dfrac{11}{24}\,i$

$j_1 = \dfrac{11}{24}\,i$

$$\Delta j_2 = \begin{vmatrix} 4 & i & 0 & -1 \\ -1 & 2i & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 4 & -1 \\ -1 & 0 & -1 & 4 \end{vmatrix}$$

On remplace encore L_2 par $L_2 - 2\,L_1$

$$= \begin{vmatrix} 4 & i & 0 & -1 \\ -9 & 0 & -1 & -2 \\ 0 & 0 & 4 & -1 \\ -1 & 0 & -1 & 4 \end{vmatrix} = -i \begin{vmatrix} -9 & -1 & 2 \\ 0 & 4 & -1 \\ -1 & -1 & 4 \end{vmatrix} = -i\,(-144 - 1 + 8 + 9)$$

$= 128\,i$

$j_2 = \dfrac{128}{192}\,i = \dfrac{2}{3}\,i$

$\boxed{j_2 = \dfrac{2}{3}\,i}$

$R_{éq} \times i = 2\,r\,(i - j_2) + r\,(i - j_1)$

$R_{éq} = r\left(2 \times \dfrac{1}{3}\right) + r\left(\dfrac{13}{24}\right) = r\left(\dfrac{16 + 13}{24}\right) = 1{,}2083\,r$

$\boxed{R_{éq} = \dfrac{29}{24}\,r}$

3° On effectue deux premiers remplacements triangle-étoile (fig. 3a)

$r_1 = r_2 = r_5 = r_6 = \dfrac{r \times 2r}{4\,r} = \dfrac{r}{2}$

$r_3 = r_4 = \dfrac{r \times r}{4\,r} = \dfrac{r}{4}$

suivis par un troisième remplacement du même type (fig. 3b) où apparaissent les résistances r_7, r_8 et r_9 :

$r_7 = \dfrac{3\,r/2 \times 3\,r/2}{7\,r/2} = \dfrac{9\,r}{14}$

$r_8 = r_9 = \dfrac{3r/2 \times r/2}{7\,r/2} = \dfrac{3r}{14}$

$r_8 + r_2 = \dfrac{3\,r}{14} + \dfrac{7\,r}{14} = \dfrac{5\,r}{7}$

$r_9 + \dfrac{5\,r}{2} = \dfrac{3\,r}{14} + \dfrac{35\,r}{14} = \dfrac{38\,r}{14} = \dfrac{19\,r}{7}$

$R_{éq} \quad \dfrac{9\,r}{14} + \dfrac{5\,r/7 \times 19\,r/7}{24\,r/7}$

$R_{éq} = \dfrac{9\,r}{14} + \dfrac{95\,r}{7 \times 24} = \dfrac{9 \times 12\,r + 95\,r}{7 \times 24} = \dfrac{203\,r}{7 \times 24} = \dfrac{29\,r}{24}$

$= 1{,}2083\,r$

$\boxed{R_{éq} = \dfrac{29\,r}{24} \approx 1{,}2\,r}$

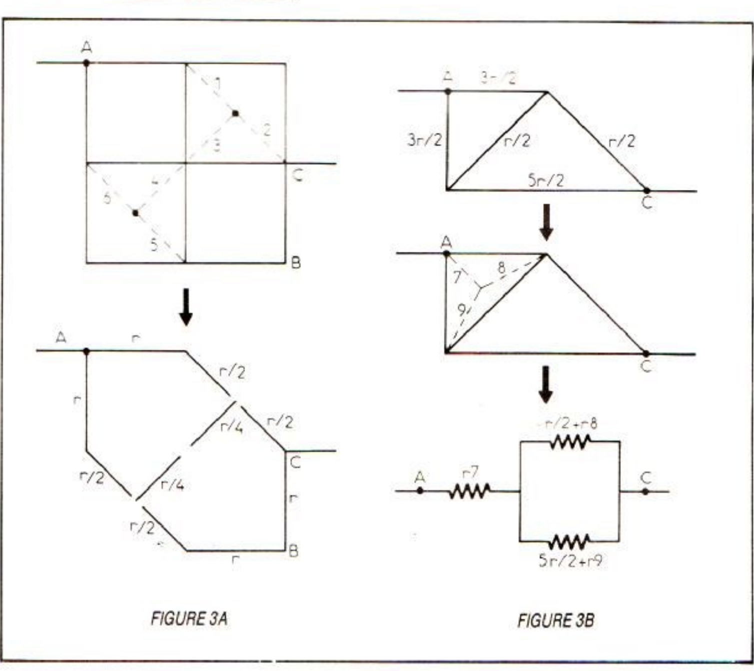
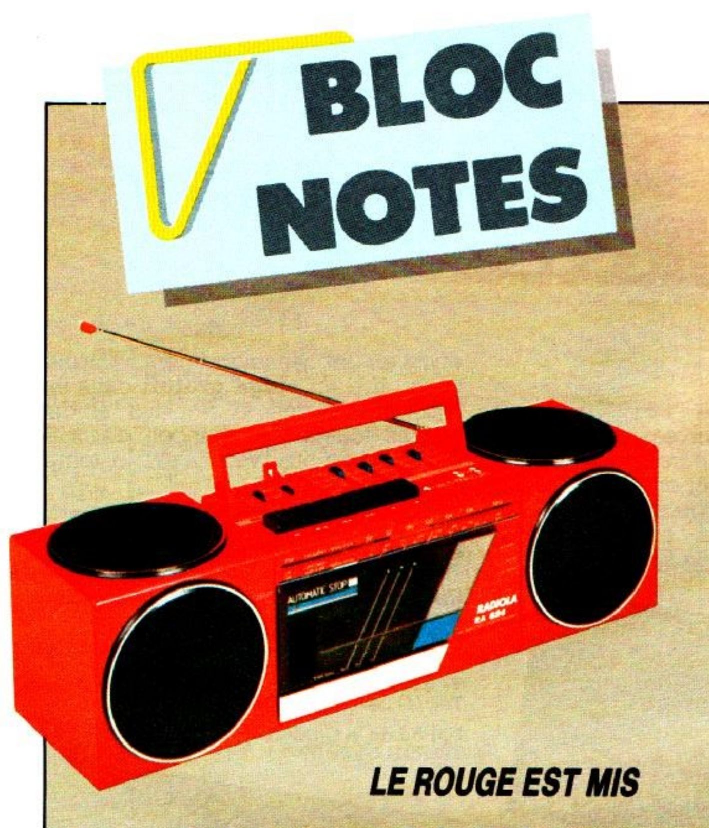


FIGURE 3A

FIGURE 3B

BLOC NOTES



LE ROUGE EST MIS

Très carré et compact, le radiocassette RA-624 est équipé de quatre haut-parleurs. La radio capte trois gammes d'ondes MF-PO-GO, l'amplificateur délivre 2 × 2 W et la platine-cassette s'arrête automatiquement en fin de bande. Chic pour les manifs de la rentrée, mais à éviter dans les corridas.

Distributeur : Radiola, 47, rue de Monceau, 75008 Paris.



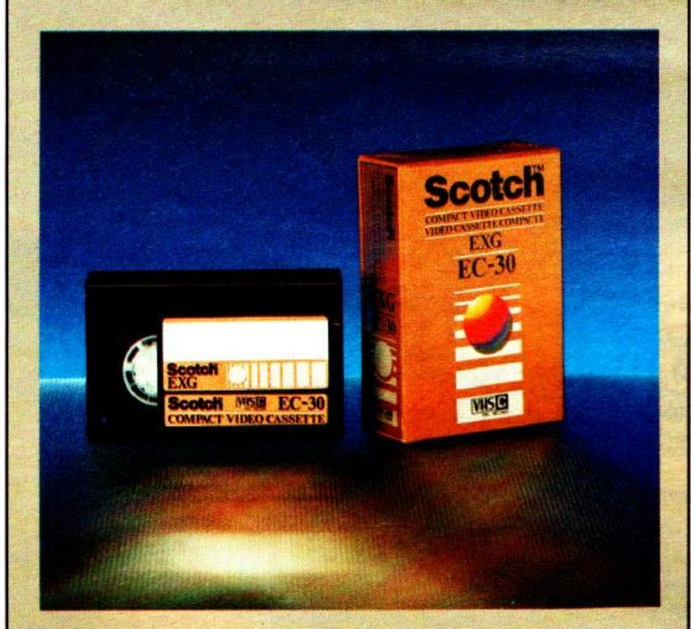
CARROSSE A L'ITALIENNE

Le téléviseur Coro d'ITT a été carrossé par le designer italien Brionvega. Il est équipé d'un tube image de 70 cm de diagonale à coins carrés. Son tuner PAL/Secam (commutation automatique) est prévu pour les réseaux câblés (Oscar) et peut mettre en mémoire 2 × 90 programmes. L'utilisateur peut sélectionner directement le canal désiré avec la télécommande.

La partie audio n'a pas été négligée : 2 × 15 W avec enceintes trois voies bass reflex et caisson de grave central (intégré). Les réflecteurs latéraux sont ouverts et fermés automatiquement par la télécommande.

Distributeur : Spirit, 10, rue des Minimes, 92270 Bois-Colombes. Tél. : (1) 47.84.74.47.

SCOTCH EN VHS-C



C'est le haut de gamme de Scotch-3 M en matière de cassette VHS-C : EC-30 EXG a une durée de 30 mn et une qualité de bande Extra High Grade. Son niveau de sortie couleur est donc supérieur aux bandes vidéo standard et la stabilité des couleurs dans le temps est accrue. Elle sera destinée aux enregistrements à garder ou à multiples visions.

Distributeur : 3 M, boulevard de l'Oise, 95006 Cergy Pontoise Cedex.

A L'ECOUTE DU MONDE

Petit frère du Satellit 650, le Satellit 400 International est léger (2,15 kg) et peu encombrant. Ses quatre gammes d'ondes FM, PO, GO et OC (1,6 à 30 MHz) permettent de capter toutes les radios du monde.
24 stations peuvent être mémorisées (piles de protection). Un bloc BFO/SSB incorporé permet la réception en BLU. Le synthétiseur de fréquence PLL autorise l'introduction des données via dix touches électroniques et la programmation des fréquences avec sélection automatique de la gamme d'onde correspondante. La recherche est automatique en FM-PO-GO.
L'affichage LCD de la fréquence est commutable sur horloge avec deux fuseaux horaires.
Le Satellit 400 fonctionne sur piles, secteur ou batterie 12 V. Il intéressera en particulier les marins et tous les amateurs de radios idéologiques et/ou exotiques.

Distributeur : Grundig France, 107-111, avenue Georges-Clemenceau, 92005 Nanterre Cedex.





L'ENCEINTE ACOUSTIQUE SD3



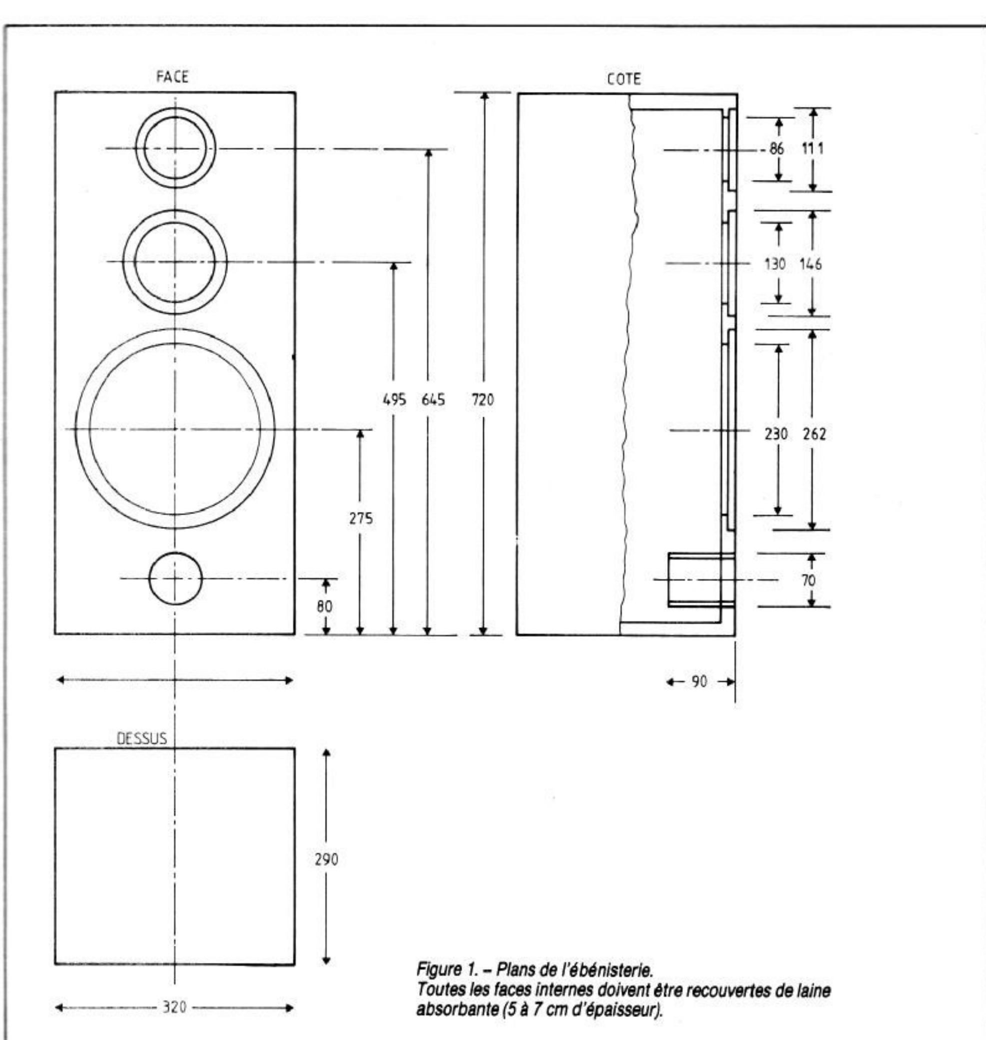


Figure 1. – Plans de l'ébénisterie. Toutes les faces internes doivent être recouvertes de laine absorbante (5 à 7 cm d'épaisseur).

Le kit d'enceinte acoustique, ou son élaboration par l'amateur, reste encore un des rares domaines de l'audio où l'on peut réaliser de manière « rentable » et, pourquoi pas, personnaliser le fruit de ses efforts. Nous vous proposons ce mois-ci l'étude d'une trois voies, conçue par Stratégie Informatique, importateur des haut-parleurs Dynaudio, Seas et Kef.

Il s'agit d'une enceinte bass-reflex de cinquante litres, accordée selon les principes désormais en vigueur chez les concepteurs sérieux : ceux utilisant les paramètres de Thiele et Small. L'unité de grave est un 25 cm SEAS, répondant à la dénomination de CA 25 FEY.

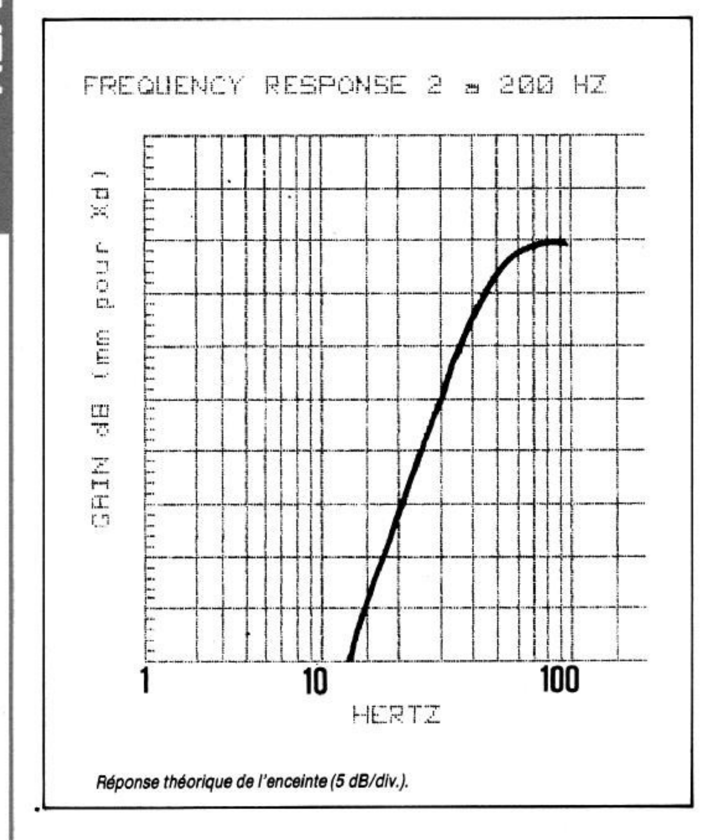
Les paramètres en sont les suivants : Vas = 135 litres. Qms = 1,9. Qes = 0,35. Qts = 0,30.

Pour S = 4 (enceinte bien amortie) nous trouvons :

$V_b = Vas \times Qts^2 \times S = 49$ litres.

Solution correspondant au choix de l'importateur.

La fréquence de résonance de l'enceinte sera :



Réponse théorique de l'enceinte (5 dB/div.).

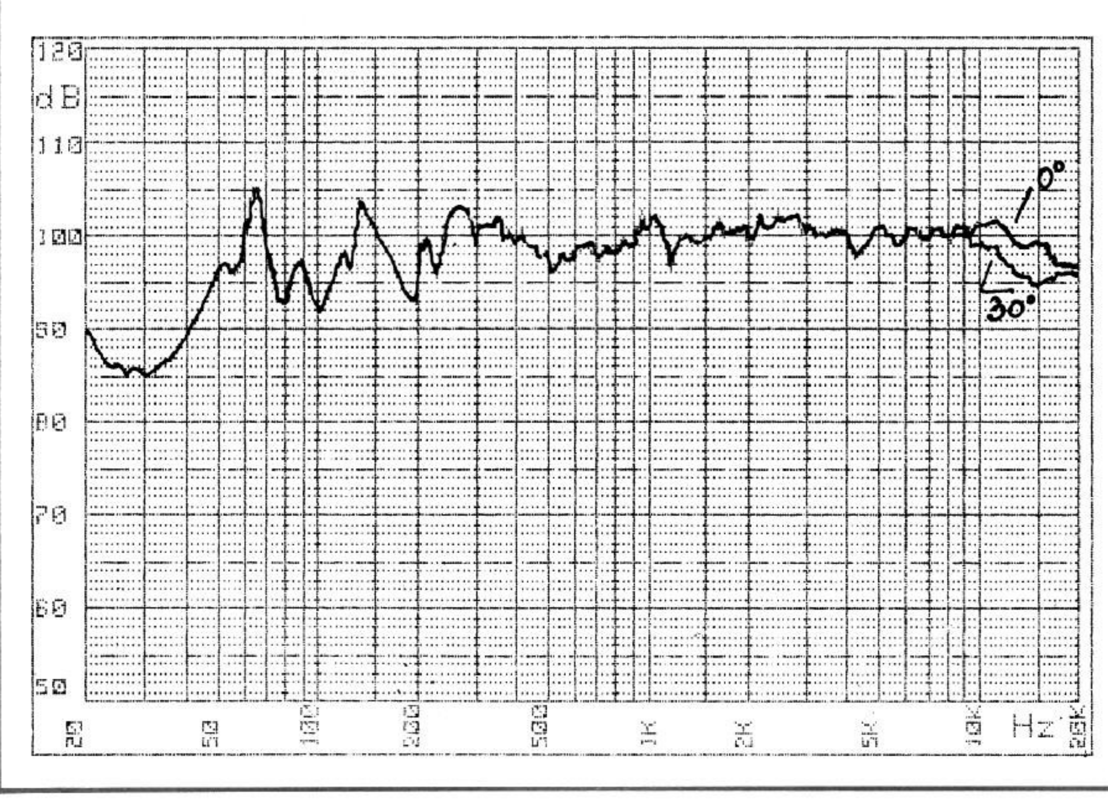
$F_b = 0,39 \times Fr/Qts = 43$ Hz (avec Fr = 33 Hz).
La fréquence de coupure à – 3 dB sera :

$$F_{-3} = \sqrt{\frac{Vas \times F_r^2}{V_b}} = 55 \text{ Hz}$$

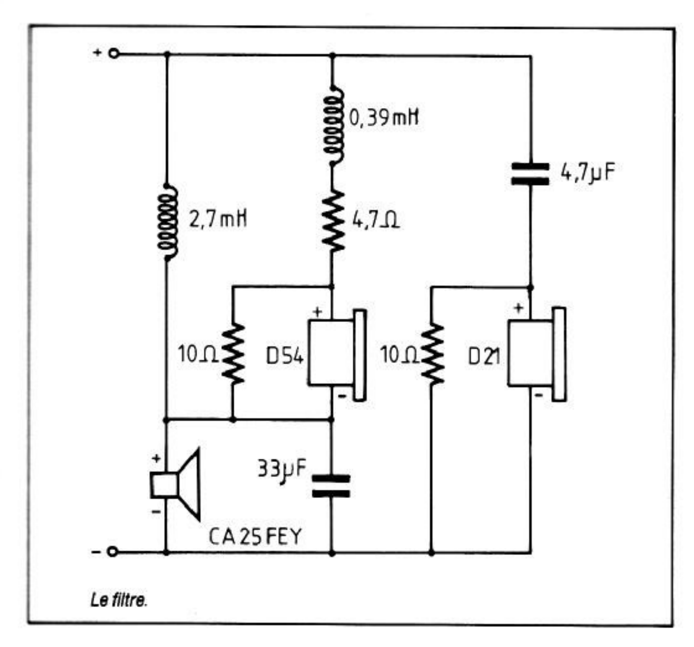
Les dimensions de l'évent donnent un diamètre de 72 mm (non calculé, mais fixé par la disponibilité des tubes de PVC du commerce) et une longueur de 90 mm.
Il est possible de rechercher une réponse grave plus profonde, en choisissant des paramètres S supérieurs : S = 5,7, S = 8.
Pour S = 5,7, nous aurons :
V_b = 70 litres, F_b = 43 Hz (inchangée) F_{-3} (coupure) = 46 Hz.
Pour S = 8, nous aurons :
V_b = 100 litres, F_b = 43 Hz, F_{-3} = 38 Hz.
Au-dessus de 8 pour la valeur de S, les dimensions deviennent un peu prohibitives : 140 litres pour S = 11,3 et 200 litres pour S = 16.
Les fréquences médiales et aiguës sont traitées par des haut-parleurs à dôme de Dynaudio, respectivement le type D-54 et D-21 de la marque. Le D-54 est un dôme à charge arrière amortie, à haut rendement (96 dB SPL/W/m), et capable « d'encaisser », grâce à une conception très saine, des pointes passagères jusqu'à 126 dB SPL sans compression de dynamique. Le D-21 reprend une technique similaire, avec refroidissement par ferrofluide. Le rendement en est moindre (92 dB) mais encore élevé pour un dôme de cette taille.
Le filtre est un Dynaudio type DF-3-210, adapté à ces derniers haut-parleurs. Il comprend les résistances d'atténuation destinées à égaliser les niveaux de chacun des transducteurs, à une valeur voisine de 93 dB SPL.
L'enceinte est à réaliser selon le plan (fig. 1). A notre sens, il n'y a rien à modifier. En effet, les haut-parleurs sont bien alignés selon un axe vertical, le tweeter est « bafflé » au minimum de ce que permet une face avant rectangulaire. Bref, les conditions électriques et acoustiques requises pour une restitution sans problèmes sont respectées.

Quelques chiffres

Puissance admissible : 120 W
Impédance : 8 Ω



Réponse mesurée dans l'axe entre 20 et 20 000 Hz.



Le filtre.

Bande passante (– 3 dB) : 45 Hz à 20 kHz dans l'axe
Directivité : – 3 dB entre 10 et 20 kHz à 30°
Prix des composants : 1 700 F pour une enceinte
Bois : agglo ép. 22 mm ou CPM ép. 22 mm
Laine de verre : ép. 5 à 7 cm sur : face arrière, côté droit, côté gauche, dessus, fond
Event PVC : ∅ 72 mm, long. 90 mm

Quelques conseils pratiques

Débiter ou faire débiter le bois selon le plan. Moyennant supplément financier, faire exécuter les chants sur demi-épaisseur : l'assemblage, la prise de la colle et l'étanchéité en seront améliorés. Si possible, monter le HP de grave avec des vis à métal (tête plate, hexagonale ou six pans creux) par l'intermédiaire d'intervis (les demander au menuisier). Pour les D-54 et D-21, des vis à bois suffisent, mais il n'est pas inutile de confectionner des joints en carton à disposer entre le bois et le châssis des haut-parleurs. S'il n'est pas possible de réaliser la face avant telle qu'elle est décrite (avec deux diamètres de découpe pour chaque HP), en faire deux ; une de 15 mm et une autre, extérieure, de 5 mm contrecollée sur la première. Si cela s'avère encore trop compliqué, faire exécuter une seule face percée aux diamètres intérieurs (230, 130 et 86 mm) : les résultats seront les mêmes. On montera le filtre derrière le haut-parleur de grave, sur la face arrière : il n'en sera que plus accessible pour le câblage.

G.L.

L'ABC DE LA MICRO-INFORMATIQUE

L'INFORMATIQUE ?..
Mais c'est très simple

Sous ce titre qui paraphrase celui d'un ouvrage* ayant formé un nombre considérable de radioélectriciens, comme on disait à l'époque de ses premières éditions, et de nombreux électroniciens comme on dit maintenant, se cache une nouvelle série d'initiation à l'informatique en général et à la micro-informatique en particulier.
Pourquoi une nouvelle série ? nous direz-vous si vous êtes un fidèle lecteur du *Haut-Parleur.* Pour au moins deux raisons : la première est que sans cesse de nouveaux lecteurs nous rejoignent et ont donc besoin d'être initiés ; la seconde est que la micro-informatique évolue et qu'il est donc indispensable de l'aborder sous de nouveaux aspects en mettant plus en avant que nous ne l'avons fait jusqu'à maintenant le côté utilisation des matériels.
Cette série se propose donc de vous faire découvrir ce qu'est un ordinateur ou un micro-ordinateur (nous emploierons indifféremment les deux termes), comment il fonctionne, ce que sont ses périphériques et comment ils fonctionnent eux aussi, comment tout cela est relié et enfin comment on programme cet ensemble.
Autant dire que le sujet est vaste et ambitieux. Bien sûr, dans le cadre d'une initiation, il est impossible de tout détailler ; aussi laisserons-nous volontairement dans l'ombre certains points qui correspondent à des cas ou à des configurations rarissimes, pour nous attacher plus largement à ce qui est pratique, à ce qu'il faut connaître, en d'autres termes à ce qui sert vraiment.



Le nouveau PC 1512 DD présenté par Mme Marion Vannier, P.-D.G. d'Amstrad International.

UN PEU DE VOCABULAIRE

Pour parler correctement d'un sujet, il faut tout d'abord s'entendre sur les mots employés et comme, à notre époque, tout ce qui va de la calculatrice aux monstres couverts de lampes des mauvais films de science-fiction reçoit le nom d'ordinateur, essayons d'y mettre un peu d'ordre.
Pour être utilisable, un ordinateur (que l'on devrait plus exactement appeler un système informatique) se compose de l'ordinateur lui-même et d'un terminal ou console. Ce terminal ou console revêt quasiment tout le temps l'aspect d'un clavier, plus ou moins complet, et d'un écran TV. Du fait des possibilités d'intégration qui existent à l'heure actuelle et de la prolifération des micro-ordinateurs grand public, le clavier, l'ordinateur et même parfois l'écran sont intégrés dans un boîtier unique qui reçoit aussi le nom global d'ordinateur. Si, en plus, un lecteur de cassettes ou de disquettes se trouve intégré dans le même boîtier, cela reçoit toujours le nom d'ordinateur ; comme vous le voyez, c'est très simple !
Pour y voir un peu plus clair dans la suite de cet exposé, nous donnerons aux divers éléments leurs vrais noms toutes les fois qu'il y aura un risque de confusion dans les esprits.
Comme le montre la figure 1, notre ordinateur sera donc composé d'une unité centrale, d'un terminal (ou console) lui-même composé d'un clavier et d'un écran, et d'un ou plusieurs périphériques tels que lecteur de cassettes, lecteur de disquettes, imprimante, modem, etc.

VOYAGE DANS L'INFINIMENT PETIT

Il est possible de faire de l'initiation à l'informatique sans parler de ce que contient chaque élément de la figure 1 ; ce n'est pourtant pas la voie que nous avons choisie. En effet, cela ne correspond pas au style du *Haut-Parleur,* d'une part, et surtout cela ne permet pas vraiment de savoir comment ça marche d'autre part. De plus, il n'est pas nécessaire d'avoir des connaissances poussées en électronique pour suivre un tel exposé ; nous ne voyons donc pas pourquoi nous nous en priverions.
L'unité centrale de tout ordinateur,

du plus petit au plus grand, respecte la structure présentée figure 2 et est composée des éléments que vous pouvez y voir, en plus ou moins grand nombre.
Le cœur de la machine est le microprocesseur ; c'est lui qui exécute toutes les opérations au sens le plus large du terme. C'est également lui qui prend toutes les décisions et c'est par lui que passent toutes les informations. En première approximation, on peut dire que plus ce circuit est « puissant » (le terme est mal choisi) plus l'ordinateur le sera, mais d'autres facteurs entrent en ligne de compte comme nous le verrons plus tard.

A côté de ce microprocesseur se trouve de la mémoire morte ou ROM (Read Only Memory) encore appelée MEM dans certaines publications. Malgré son nom français, il ne s'agit pas là de circuits détruits mais de mémoires dont le contenu a été décidé lors de leur fabrication ou lors de leur programmation. Ce contenu ne peut en aucun cas être modifié par le microprocesseur ou l'ordinateur, par contre le microprocesseur peut aller y chercher des informations ; on dit alors qu'il lit dans les mémoires. Ces mémoires contiennent le programme moniteur de l'ordinateur. Nous verrons dans un instant ce qu'est un programme et à quoi sert ce « moniteur ».

Viennent ensuite des mémoires vives ou RAM (Random Access Memory) ou encore MEV. Ces mémoires, contrairement aux précédentes, ont un contenu qui peut être modifié à tout instant par le microprocesseur. Ce dernier peut aller y chercher des informations, comme pour les ROM vues ci-avant, mais il peut aussi y placer de l'information ; on dit alors qu'il écrit dans la mémoire. Contrairement aux ROM, les RAM voient leur contenu détruit dès que leur alimentation est coupée. On dit aussi que ce sont des mémoires volatiles. Si notre unité centrale n'était composée que de cela, elle serait parfaitement inutile car il lui serait impossible d'échanger de l'information avec quoi que ce soit. Pour ce faire, elle dispose d'un certain nombre de circuits d'interface qui, comme leur nom le suggère, font en quelque sorte « l'adaptation » entre elle et le monde extérieur. On trouve ainsi l'interface clavier, l'interface pour l'écran TV, l'interface pour le lecteur de cassettes, de disquettes, pour l'imprimante et plus généralement pour tout dispositif pouvant fournir ou recevoir des informations de l'unité centrale. Un ordinateur de programmation de chauffage aurait ainsi une interface pour un capteur de température et une autre pour un relais de commande de la chaudière. Tous ces sous-ensembles sont connectés entre eux par un ensemble de fils appelé bus. Ce bus peut être plus ou moins complexe selon la puissance de l'unité centrale et surtout peut parfois être rendu en partie accessible à l'utilisateur. Lorsque tel est le cas, on peut alors y mettre d'autres éléments en fonction de ses propres besoins et modifier la configuration ou la puissance de l'unité centrale.

Figure 1. – Les éléments principaux de tout système informatique.

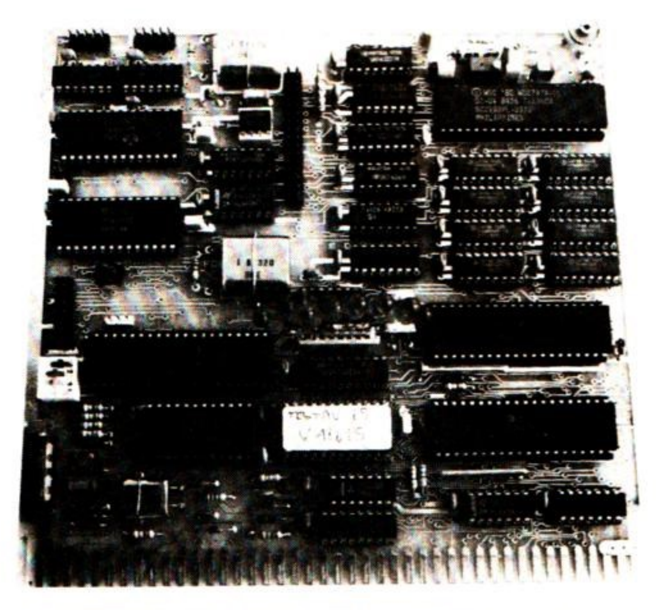
LE CHEF D'ORCHESTRE

Tous ces circuits sont parfaitement inutilisables sans un programme pour les piloter. En effet, le cœur de notre unité centrale qu'est le microprocesseur est tout à la fois un circuit très doué (car il sait exécuter très vite de nombreuses opérations), et un circuit complètement stupide car il faut lui dire à tout instant ce qu'il doit faire. Cet enchaînement d'opérations que doit exécuter le microprocesseur constitue ce que l'on appelle un programme et est contenu dans la mémoire (RAM ou ROM, peu importe pour l'instant). Le microprocesseur lit la mémoire, analyse son contenu, exécute l'opération demandée, revient lire la mémoire, analyse son contenu, exécute l'opération demandée, et ainsi de suite jusqu'à la fin des temps (ou l'appui sur le bouton arrêt !). Vous concevez donc déjà que la mémoire ne doit pas être organisée n'importe comment afin que les opérations désirées puissent s'effectuer dans l'ordre adéquat.
Essayons de revenir à notre ordinateur classique avec écran et clavier pour voir ce qui se passe. Lorsque nous le mettons en marche, son microprocesseur va aller lire la mémoire (à un emplacement particulier dont nous parlerons plus tard).
Comme la RAM perd son contenu dès que le courant est coupé (voir ci-avant) il ne peut que lire la ROM qui seule doit contenir des informations cohérentes. Dans cette ROM il trouve le programme moniteur. Ce dernier ordonne au microprocesseur de préparer l'ordinateur à travailler. Il lui fait, par exemple, effacer l'écran, puis afficher un message de bienvenue, et ensuite lui demande d'aller voir si quelqu'un frappe sur le clavier. Si ce n'est pas le cas, il attend tout simplement que l'utilisateur de l'appareil se décide. Si c'est le cas, il demande au microprocesseur d'analyser les caractères frappés et, si ceux-ci correspondent à des caractères autorisés, déclenche la fonction demandée. Si les caractères sont inconnus ou non autorisés, il fait afficher un message sur l'écran et revient attendre de nouveaux caractères en provenance du clavier. Entre la mise sous tension et l'attente du premier caractère à frapper, il ne se passe que quelques ms (millisecondes).

Le propre d'un ordinateur est de pouvoir faire à peu près n'importe quoi, ce qui est logique puisque cela ne dépend que du programme qu'on lui fait exécuter. Pour qu'il soit aussi souple d'emploi que possible, il faut que l'on puisse facilement changer ces programmes et, s'ils sont contenus en ROM comme nous l'avons dit jusqu'à maintenant, vous concevez que les changements sont assez peu pratiques. Pour pallier cela, on ne met dans la ROM que le programme moniteur qui est un tout petit programme servant juste à démarrer l'ordinateur et à le préparer au travail. Le ou les programmes à utiliser seront mis dans la RAM lorsque ce sera nécessaire au moyen d'une opération appelée le chargement du programme.

LA MEMOIRE DE MASSE

Ces programmes à charger dans la RAM doivent, bien évidemment, être contenus dans quelque chose et ce quelque chose a pour nom la mémoire de masse.
Cette mémoire de masse peut revêtir des aspects très divers. Au fil des ans nous avons eu la carte perforée, le ruban perforé puis, plus près de nous, la bande magnétique et les disques magnétiques souples ou durs.
Si les deux premiers types sont complètement abandonnés à l'heure actuelle, les bandes et les disques restent les plus utilisés. Dans les ordinateurs grand public bas de gamme, la bande magnétique est utilisée, sous forme de cassettes, avec plus ou moins de bonheur il est vrai car les systèmes employés par certains fabricants sont tellement simples qu'ils ne sont pas très fiables.
Sur les ordinateurs un peu plus sérieux par contre, ce sont les disques magnétiques souples ou floppy disk qui sont utilisés, et, sur les appareils encore plus coûteux, ce sont des disques durs que l'on rencontre.
Malgré leurs différences physiques, ces supports ont un point commun : ils peuvent contenir une très grande quantité d'information (beaucoup plus que ce que pourrait contenir toute la RAM de l'ordinateur), et on peut accéder facilement à n'importe quelle partie de cette information.
Un disque souple ou une cassette peut donc contenir plusieurs programmes et, par des commandes bien choisies, l'utilisateur peut demander à l'ordinateur d'aller chercher tel ou tel programme, de le charger et de le faire exécuter. On passe ainsi de la bataille navale au plus sérieux des traitements de texte en quelques secondes tout en utilisant le même matériel.
Le rôle des mémoires de masse ne se limite pas aux programmes, bien au contraire. En effet, elles peuvent aussi contenir des informations qui vous sont propres comme nous allons le voir avec un exemple très banal. Si vous êtes commerçant et que vous souhaitiez gérer votre stock avec un ordinateur, vous allez lui indiquer quels sont vos produits et combien vous en avez vendu. Ces informations vont être placées dans la RAM de l'unité centrale mais, comme celle-ci « perd la mémoire » dès que le courant est coupé, vous serez amené à mettre ces informations sur la mémoire de masse avant d'étein-



L'unité centrale complète d'un micro-ordinateur (le système TAV 85 décrit dans le Haut-Parleur en 1985-1986).

MICROPROCESSEUR
IMPRIMANTE
INTERFACE
MEMOIRE MORTE OU ROM
LECTEUR DE CASSETTES
INTERFACE
BUS
MEMOIRE VIVE OU RAM
LECTEUR DE DISQUETTES
INTERFACE
TV
INTERFACE
CLAVIER

Figure 2. – L'intérieur de l'unité centrale.



Le MO5 de Thomson utilisé par l'Education nationale.

dre l'appareil. La mémoire de masse contiendra donc indifféremment (mais pas n'importe où ni dans n'importe quel ordre) des programmes et des données.

ET LES LANGAGES DE PROGRAMMATION DANS TOUT CA ?

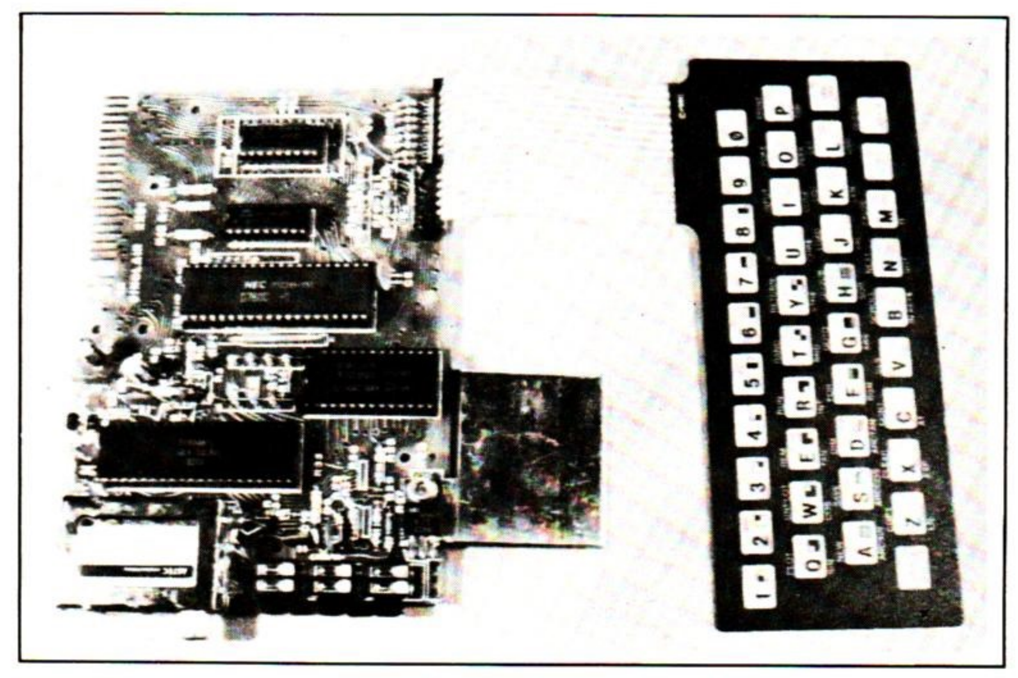
Si vous vous intéressez un tant soit peu à l'informatique, vous devez trouver qu'il manque quelque chose à notre brillant exposé (merci pour le compliment spontané). Nous n'avons pas parlé des langages de programmation ni du sacro-saint Basic dont est affublé tout micro-ordinateur qui se respecte. Cette lacune va être comblée sans plus tarder.
Nous avons dit qu'un ordinateur pouvait faire n'importe quoi puisqu'il suffisait de fournir au microprocesseur qu'il contenait un programme. Ce dernier est une suite d'ordres (on dit d'instructions) compris par le microprocesseur. Malheureusement, ces circuits utilisent un langage particulier assez rebutant pour le commun des mortels, surtout si on ne l'a jamais pratiqué au préalable. Qui plus est, ces ordres sont assez limités puisque les microprocesseurs ordinaires savent tout juste faire une addition et une soustraction ; les plus évolués allant jusqu'à la multiplication et la division. Vous concevez donc que, pour calculer une racine carrée par exemple, il faille exécuter un très grand nombre d'opérations élémentaires.
Pour contourner cette difficulté, d'ingénieux programmeurs ont écrit des programmes capables de comprendre un langage relativement évolué et de le traduire automatiquement dans le jargon compris par le microprocesseur. De nombreux programmes de ce type existent à l'heure actuelle et correspondent à des langages évolués divers qui sont tous standardisés et ont reçu, de ce fait, un nom. Les plus courants sont les langages Basic, Pascal, Cobol, Algol, Fortran, Forth, Lisp, Logo, etc. Chacun a ses avantages et ses inconvénients, que nous ne présenterons pas ici car c'est prématuré. Retenez tout de même que chacun respecte une syntaxe particulière et utilise un vocabulaire qui lui est propre.
Nous vous avons dit que ces programmes « traduisaient » un langage évolué, proche du langage de tous les jours, en langage compris par le microprocesseur. Selon la façon dont cette traduction est effectuée, ces programmes s'appellent interpréteur ou compilateur. On parlera donc d'un interpréteur Basic, d'un compilateur Pascal ou, plus vulgairement (mais c'est impropre et surtout trop peu précis), du Basic ou du Pascal de l'ordinateur tartempion.

LE TOUR D'HORIZON S'ACHEVE

Nous avons fait aujourd'hui un tour d'horizon rapide de tout ce qui a trait à l'ordinateur au sens large du terme. C'était indispensable pour disposer d'une vue d'ensemble et pour pouvoir étudier plus en détail chaque élément ; ce que nous ferons dès notre prochain numéro.

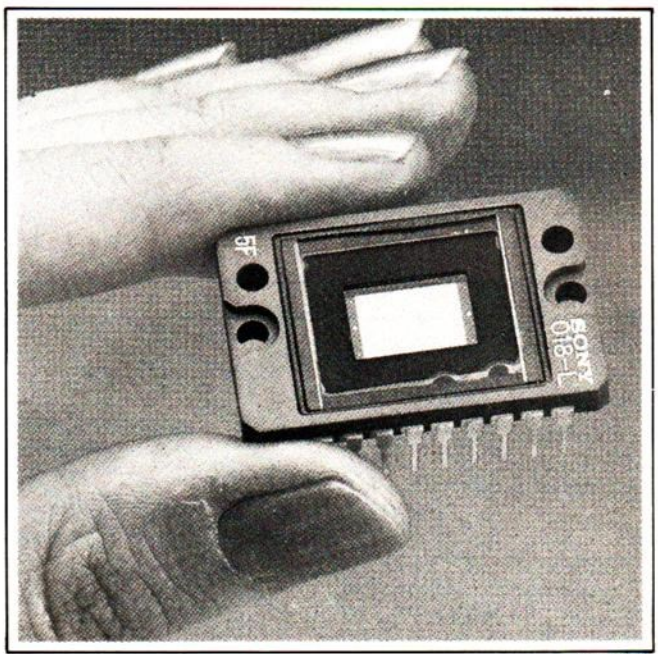
C. TAVERNIER

(*) *La radio ?... Mais c'est très simple*, de E. Aisberg.


Un micro-ordinateur complet n'utilise pas nécessairement de nombreux composants. Ici, il s'agit d'un ZX-81 de Sinclair.

L'ELABORATION DES SIGNAUX DE LUMINANCE, CHROMINANCE ET DE CONTOUR DANS LES CAMERAS A CAPTEUR SOLIDE

Les systèmes exploités en Europe, Pal ou Secam, apportent une atténuation sensible aux fréquences élevées du signal de luminance, entre 4 et 5 MHz, c'est-à-dire dans la partie du signal vidéo comportant tous les détails fins de l'image ; aucune information relative à ces détails n'étant fournie par le signal de chrominance. En absence de correction, cette perte importante de détails dans l'image, à ces fréquences, lui donne un aspect flou et pâteux ; l'image manque de piqué.



Doc SONY

L'emploi du capteur solide à transfert de charge Sony dont l'intégration permet actuellement de porter le nombre d'éléments photosensibles (sensors) à 500 par ligne active facilite l'élaboration d'un signal de luminance Y correspondant à la sensibilité de l'œil humain et la formation d'un signal pseudo-luminance Y_{HF} à dominance verte et à bande large.

Le mode de transfert de charge dans le capteur Sony s'effectue suivant le schéma bien connu de la figure 1.

En regardant la composition du capteur, on remarque que le nombre de sensors verts est deux fois supérieur à celui des sensors bleus et rouges, ce qui conduit à procéder par matriçage séquentiel des signaux des lignes adjacentes mises en mémoire. C'est ce nouveau matriçage que nous allons développer maintenant.

1° Définition nouvelle du signal de luminance Y.

On peut modifier l'écriture habituelle du signal de luminance :

$Y = 0,59\ V + 0,30\ R + 0,11\ B$

en posant :

$Y = 0,59V + (0,41V - 0,30V - 0,11\ V) + 0,30\ R + 0,11\ B$

ce qui donne :

$$Y = V + 0,30(R-V) + 0,11(B-V) \quad (1)$$

2° Nouvelle définition des signaux de différence :

$R - Y$
$= R - 0,59\ V - 0,30\ R - 0,11\ B$
$= 0,70\ R - 0,70\ V + 0,11\ V - 0,11\ B$
$= -0,70(V-R) + 0,11(V-B) \quad (2)$

$B - Y$
$= B - 0,59\ V - 0,30\ R - 0,11\ B$
$= 0,89\ B - 0,59\ V - 0,30\ R$
$= 0,89\ B - (0,89\ V + 0,30\ V) - 0,30\ R$
$= -0,89(V-B) + 0,30(V-R) \quad (3)$

3° L'élaboration du signal V – Y dans le récepteur :

$V - Y$
$= 0,59\ V + 0,30\ R + 0,11\ B - 0,59\ Y - 0,30\ Y - 0,11\ Y = 0$
$= 0,59(V-Y) + 0,30(R-Y) + 0,11(B-Y) = 0$

$0,59(V-Y) = -0,30(R-Y) - 0,11(B-Y)$

$$V - Y = -\frac{0,30}{0,59}(R-Y) - \frac{0,11}{0,59}(B-Y)$$

$$V - Y = -0,51(R-Y) - 0,19(B-Y) \quad (4)$$

4° Nous avons représenté en figure 2 trois lignes de sensors d'une même trame. Ce sont les lignes 0, 1 et 2. Les sensors de la ligne 1 délivrent les signaux V_1 et R_1. Les sensors de la ligne adjacente 0 produisent les si-

V (vert)
R (rouge)
B (bleu)

Retour vertical 1,62 ms

Photons
N
P

V_1 V_2 V_3 V_4

52 µs

12 µs

Registre vertical

T1 T2 T1 T2

H_1 H_2

Registre horizontal

Signal vidéo

52 µs

Figure 1a

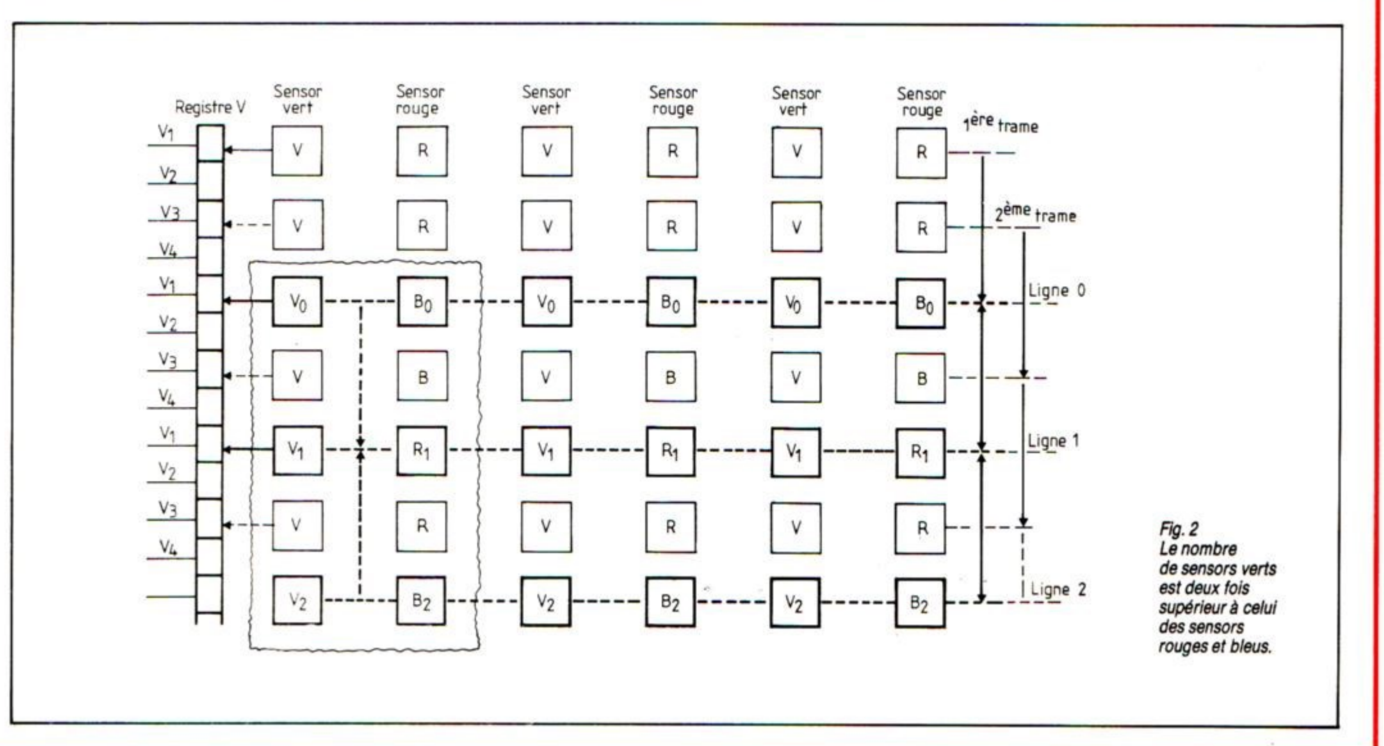


Fig. 2 Le nombre de sensors verts est deux fois supérieur à celui des sensors rouges et bleus.

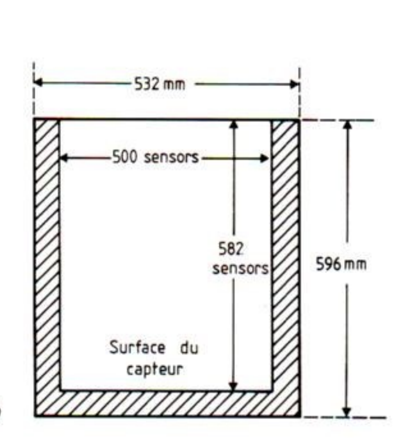


Figure 1b

Fig. 1. – Pendant la durée du signal de suppression vertical d'une trame impaire T_1, les charges des sensors des lignes impaires sont transférées dans le registre vertical. Pendant la durée du signal de suppression vertical d'une trame paire T_2, ce sont les charges des lignes paires qui sont transférées dans ce même registre. Ensuite les sensors se rechargent par l'action des photons.
Pendant chaque ligne active, les charges sont transférées verticalement d'une ligne à l'autre de la même trame.
Arrivées en bas, les charges sont transférées dans le registre horizontal pendant la durée du signal du suppression horizontal.
Pendant la ligne qui suit ce signal, les charges sont évacuées.
La dernière ligne du capteur se manifeste donc comme la première ligne sur l'écran du téléviseur.
Ce mode d'analyse supprime les traînées lumineuses et augmente la précision géométrique.

gnaux V_0 et B_0. Ceux de la ligne adjacente 2 produisent les signaux V_2 et B_2.
A l'aide d'une mémoire, nous pouvons sélectionner V_1, R_1, V_0, V_2. B_0 et B_2 correspondant à la même colonne.
Le signal de luminance correspondant à cette colonne est défini par :
$Y = V + 0{,}30(R-V) + 0{,}11(B-V)$
suivant l'équation (1).
Du fait que cette ligne 1 ne contient que les signaux R_1 et V_1, nous utiliserons les signaux des lignes adjacentes B_0, B_2, V_0 et V_2, ce qui donne :

$$Y_1 = V_1 + 0{,}30(R_1 - V_1) + 0{,}11\left(\frac{B_0+B_2}{2} - \frac{V_0+V_2}{2}\right) \quad (5)$$

Le signal de différence R – Y est défini par :
$R - Y = -0{,}70(V-R) + 0{,}11(V-B)$
de l'équation (2).

Dans le cas présent de la ligne 1, le signal de différence R – Y emprunte les signaux des lignes adjacentes et devient :

$$R-Y = -0{,}70(V_1-R_1) + 0{,}11\left(\frac{V_0+V_2}{2} - \frac{B_0+B_2}{2}\right) \quad (6)$$

Le signal de différence B – Y est donné par l'équation (3) avec :
$B - Y = 0{,}89(V-B) + 0{,}30(V-R)$.

L'absence de B en ligne 1 doit être compensée par B_0 et B_2, d'où la définition :

$$B-Y = -0{,}89\left(\frac{V_0+V_2}{2} - \frac{B_0+B_2}{2}\right) + 0{,}30(V_1-R_1) \quad (7)$$

5° Soit une ligne 1 munie de sensors verts et bleus. Les lignes 0 et 2 adjacentes sont alors équipées de sensors verts et rouges. Dans ces conditions, le signal de luminance de la ligne 1 sera défini par :

$$Y_1 = V_1 + 0{,}30\left(\frac{R_0+R_2}{2} - \frac{V_0+V_2}{2}\right) + 0{,}11(B_1-V_1) \quad (8)$$

Le signal de différence
$R-Y = -0{,}70(V-R) + 0{,}11(V-B)$
doit être matricé par :

$$R-Y = 0{,}70\left(\frac{V_0+V_2}{2} - \frac{R_0+R_2}{2}\right) + 0{,}11(V_1-B_1) \quad (9)$$

et le signal de différence
$B-Y = -0{,}89(V-B) + 0{,}30(V-R)$
sera matricé par :

$$B-Y = -0{,}89(V_1-B_1) + 0{,}30\left(\frac{V_0+V_2}{2} - \frac{R_0+R_2}{2}\right) \quad (10)$$

Ce matriçage exige l'emploi d'une mémoire afin de restituer séparément les signaux V_1 V_0 V_2, R_1 R_0 R_2 et B_1 B_0 B_2. L'emploi de cette matrice permet d'élaborer des signaux fondamentaux V, R et B correspondant à chaque ligne en empruntant les signaux provenant des lignes adjacentes.
Chaque groupe de deux sensors (VR ou VB) peut dans ces conditions être représenté par un groupe de trois sensors.

6° Le signal vert contribuant en majeure partie à définir la luminance, c'est-à-dire la résolution, donc la finesse de l'image, on a généré à l'aide d'une seconde matrice un signal de pseudo-luminance qui ne correspond pas exactement à l'adaptation de l'œil humain. Pendant les lignes composées de sensors verts et rouges, ce signal

$$Y_{H1} = 0{,}25(V_0 + V_1) + 0{,}25\,R_1 + 0{,}25\,B_0 \quad (11)$$

et pendant les lignes vert et bleu

$$Y_{H2} = 0{,}25(V_0 + V_1) + 0{,}25\,R_0 + 0{,}25\,B_1 \quad (12).$$

Cette composition alternée correspond pour l'œil à une très faible distorsion et se traduit par l'impression d'un signal :

$$Y_H = 0{,}5\,V + 0{,}25\,R + 0{,}25\,B \quad (13)$$

Il est indépendant du signal de luminance adapté à l'œil humain :

$$Y = 0{,}59\,V + 0{,}30\,R + 0{,}11\,B \quad (1)$$

Celui-ci convient principalement pour les fréquences relativement basses ($< 0{,}7$ MHz).
Le signal de pseudo-luminance Y_H par contre convient parfaitement aux fréquences élevées ; c'est pour cela que nous le désignerons par Y_{HF}.

7° Insertion du signal Y_{HF} dans celui de la luminance Y.
Avec 500 sensors par ligne de 53 μs, la fréquence d'échantillonnage des charges successives est fixée à 500/53 μs = 9,43 MHz, ce qui porte la fréquence de coupure du signal de pseudo-luminance Y_{HF} à 4,73 MHz.
L'insertion du signal Y_{HF} dans la bande correspondant au signal Y de la luminance adaptée à l'œil humain exige un matriçage par filtrage et superposition des signaux de la figure 3.
En (a), nous avons représenté le signal $+ Y = 0{,}59\,V + 0{,}30\,R + 0{,}11\,B$ et le signal $- Y_H = 0{,}5\,V + 0{,}25\,R + 0{,}25\,B$ avec une même bande passante de 4,73 MHz.
En (b), on retrouve les mêmes signaux + Y et – Y_H, mais avec une bande passante réduite de 0,70 MHz.
En inversant la polarité du signal – Y_H à bande large et en lui superposant le signal – Y_H à bande réduite, on obtient la présence des signaux représentés en (c).

Cette superposition se traduit par le diagramme (d) qui représente le signal à fréquences hautes + Y_{HF}. Celui-ci peut être matricé avec + Y, ce qui fait apparaître une composante de luminance réelle Y à bande réduite et une composante de pseudo-luminance Y_{HF} qui fait suite à la première avec une bande large. Le résultat est montré en (e) où le signal de pseudo-luminance contribue en majeure partie à définir les détails fins de l'image.

8° Une bonne qualité de l'image exige également un réglage automatique de l'équilibre des blancs avec contrôle permanent, une mise au point automatique du diaphragme et la présence d'un correcteur de contour qui rend possible la séparation des détails dans la bande atténuée entre 4 MHz et 4,7 MHz.
Le procédé employé dans la caméra Sony consiste à faire appel au signal Y_{HF} dont les transitions parcourent une ligne à retard de 180 ns. Après réflexion, le signal revient avec un retard de 2 × 180 ns. La figure 4 montre en (a) le signal Y_{HF}, en (b) le même signal avec un retard de 180 ns et en (c) le signal réfléchi après 2 × 180 ns. Soit A le signal au bout de la ligne à retard et B le signal à l'entrée de la ligne après réflexion.
En additionnant les signaux Y_{HF} et B, on obtient la forme du signal montré en (d) et, après inversion de polarité, la forme du signal représenté en (e).
Au bout de la ligne à retard de 180 ns, le signal A peut être prélevé afin d'effectuer une soustraction A – (Y_{HF} + B), montrée en (e). Le résultat de cette soustraction conduit au signal (f) composé uniquement d'im-

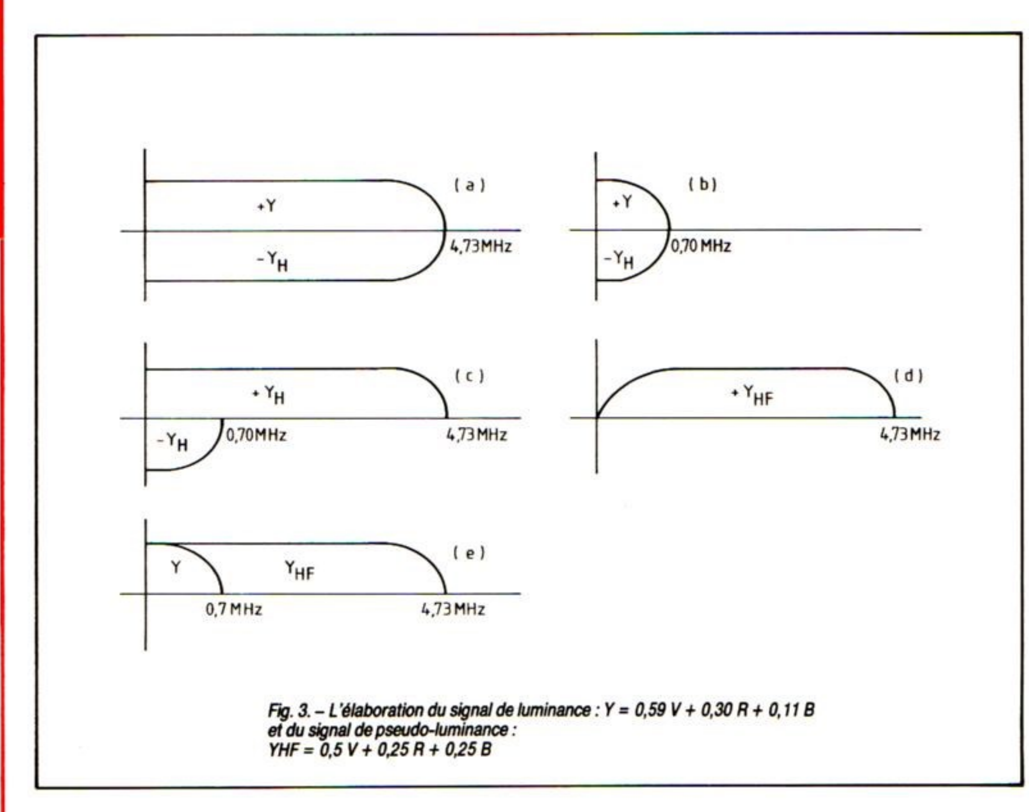


Fig. 3. – L'élaboration du signal de luminance : Y = 0,59 V + 0,30 R + 0,11 B et du signal de pseudo-luminance : YHF = 0,5 V + 0,25 R + 0,25 B

pulsions de différence dont les apparitions se manifestent après les transitions du signal Y_{HF}.
Ces impulsions provenant des transitions du signal YHF seront superposées à celles du signal de la luminance Y dont les transitions sont moins accentuées. Cette superposition améliore les contours et la séparation des points image dans le signal de luminance.

9° Réglage automatique de l'équilibre des blancs avec contrôle permanent.
Le procédé consiste à comparer les signaux rouge et bleu par rapport au signal de référence vert. Celui-ci, une fois aligné, détecté et remis à zéro après chaque trame, est relié à deux comparateurs dont l'un reçoit également le signal rouge détecté et l'autre le signal bleu détecté. Suivant les rapports rouge/vert et bleu/vert, les comparateurs produiront en sortie des 1 ou des 0. Ces signaux binaires sont transmis à deux convertisseurs N/A qui contrôlent les niveaux des signaux rouges et bleus.

R. ASCHEN

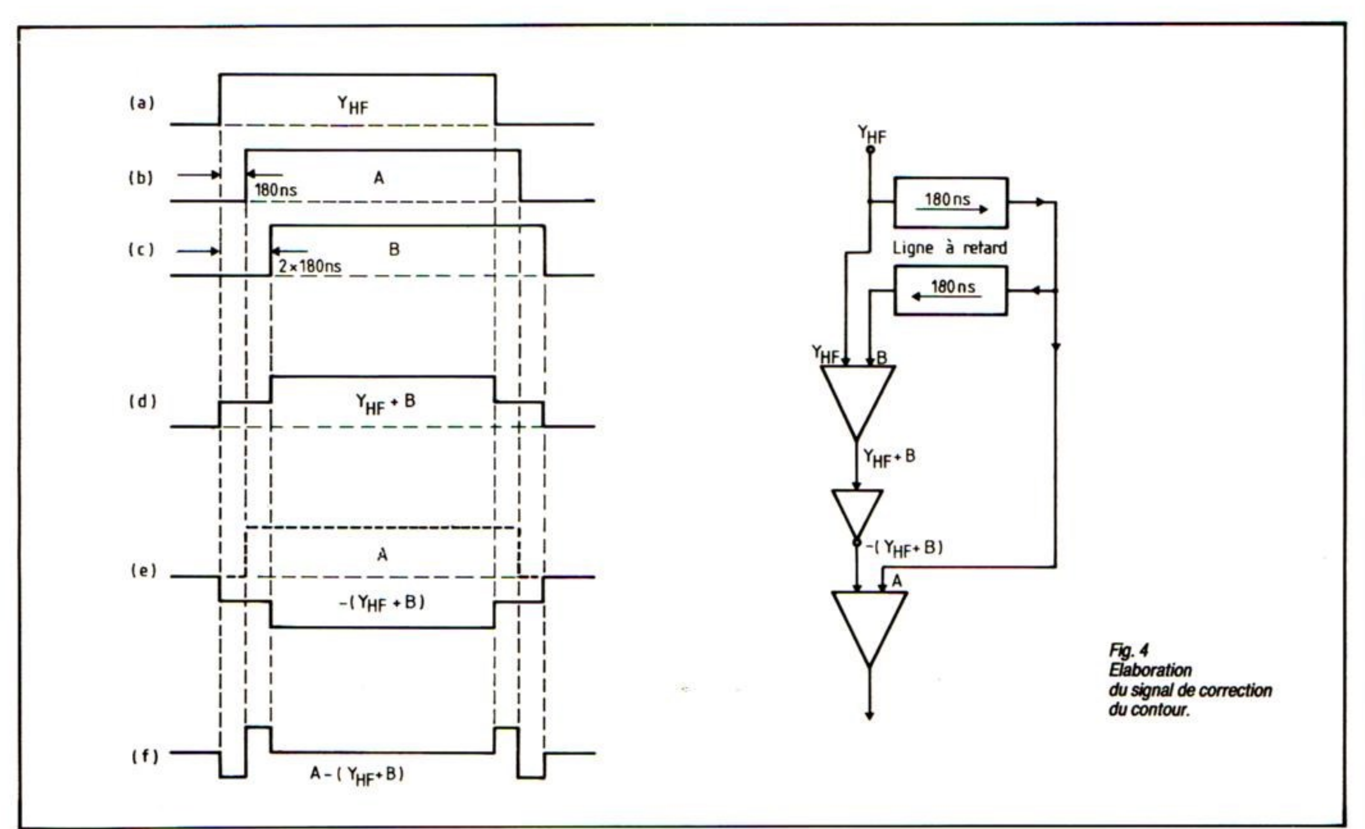


Fig. 4 Elaboration du signal de correction du contour.

Initiation à la pratique de l'électronique

ETUDE D'UNE ALIMENTATION SECTEUR

L'alimentation prend une place importante en électronique, que ce soit pour un montage isolé ou en laboratoire. Chaque circuit, en effet, a besoin d'être alimenté par un courant donné sous une tension bien précise. Les piles ont certes un intérêt pour les applications mobiles, mais en fixe, dans son laboratoire personnel, une alimentation secteur est indispensable à l'électronicien.
Pour le débutant, la réalisation d'une alimentation constitue le premier pas dans la pratique de l'électronique. Cette alimentation, il pourra ensuite l'utiliser pour alimenter les montages que nous lui proposerons dans les mois qui viennent.
Aujourd'hui, nous aborderons l'étude d'une alimentation secteur simple.

CONSTITUTION D'UNE ALIMENTATION

Une alimentation est un montage transformant la tension alternative du secteur en une tension continue basse tension.
Une alimentation secteur est composée d'un transformateur, d'un redresseur, d'un filtre et d'une stabilisation suivant les besoins.
Le transformateur a pour rôle de diminuer la tension du réseau en une tension plus basse. Le redresseur transforme la tension alternative en une tension pseudo-continue. Celle-ci est ensuite filtrée afin d'obtenir une tension continue dont la composante alternative résiduelle doit être la plus faible possible. Un circuit stabilisateur de tension est employé pour obtenir une tension continue dont la valeur est indépendante du débit de courant demandé par le circuit d'utilisation.
Avant de s'engager dans la réalisation d'une alimentation, il est primordial de connaître l'intensité qu'elle devra débiter ainsi que la tension souhaitée et ses tolérances.
Les circuits électroniques les plus courants ont généralement besoin d'une alimentation de +5 V quand il s'agit de circuits logiques TTL ; les transistors fonctionnent souvent sous une tension de 9, 12 ou 24 V. Quant aux amplificateurs opérationnels, ils nécessitent des tensions de plus et moins 15 V.
Pour un débutant souhaitant réaliser ses premiers montages, l'alimentation devrait au moins pouvoir fournir +5 V ± 0,25 V avec un débit de 1,5 A pour les circuits logiques. Une autre tension de 9 ou 12 V, avec un débit de 0,2 A serait prévue pour les circuits à transistors.

MONO-ALTERNANCE OU BI-ALTERNANCE ?

Une alimentation peut être plus ou moins compliquée suivant les performances qu'on exige d'elle. La différence entre les différents montages réside essentiellement dans le redresseur et le circuit de stabilisation.
L'alimentation la plus simple est celle qui utilise un redressement mono-alternance. Celui-ci se compose d'une seule diode placée en série dans le circuit (fig. 1).
Entre l'extrémité « + » et la masse, il n'apparaît qu'une alternance sur deux comme indiqué sur la figure 2.
En plaçant en sortie un condensateur C d'assez forte valeur (au moins quelques microfarads), nous obtenons une tension continue positive légèrement « ondulée » par une résiduelle à 50 Hz. A chaque alternance positive, le condensateur C se charge à la tension crête. Entre deux alternances, ce condensateur se décharge à travers le circuit d'utilisation. La tension redressée se présente donc comme le mélange d'une tension continue (V cont.), légèrement inférieure à la tension crête, et d'une composante alternative (V alt.). Celle-ci est d'autant plus importante que le circuit alimenté est gourmand en courant. Ce montage, peu utilisé, est intéressant seulement lorsque son débit est faible. Dans ce dernier cas, la tension continue reste pratiquement égale à la tension crête redressée.

Le redresseur le plus utilisé est celui du type « bi-alternance ». Il est constitué soit de deux diodes, soit de quatre montées en pont.
Le premier (fig. 3 et 4) nécessite un transformateur à point milieu. Les

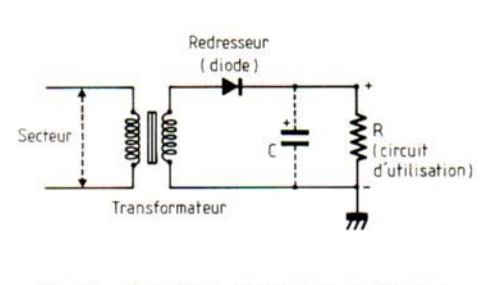


Figure 1. – Alimentation à redressement mono-alternance.

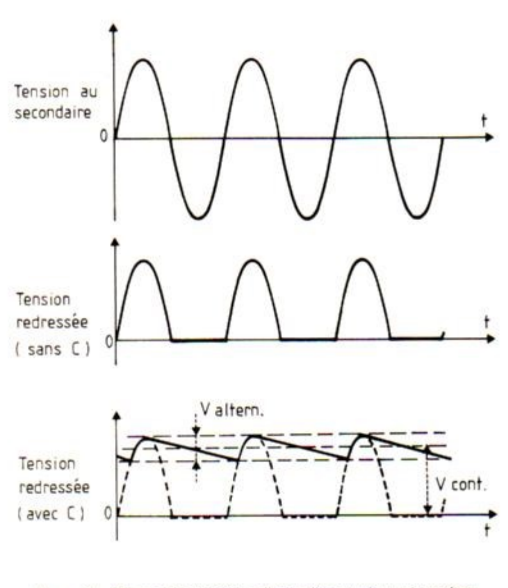


Figure 2. – Forme des tensions d'une alimentation mono-alternance.

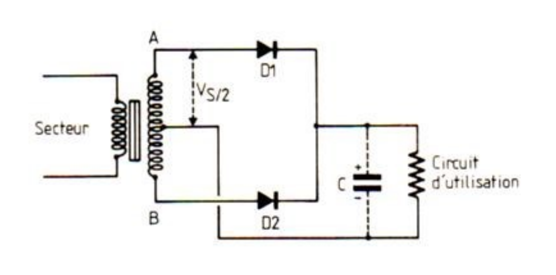


Figure 3. – Schéma d'un redressement bi-alternance.

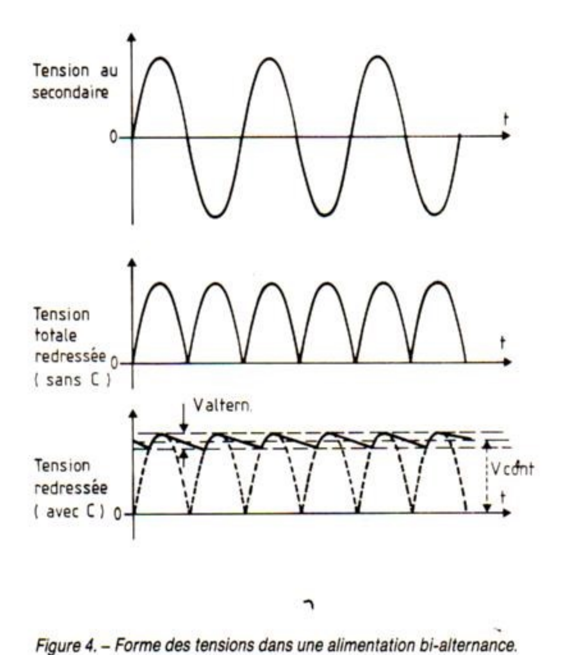


Figure 4. – Forme des tensions dans une alimentation bi-alternance.

diodes sont alternativement passantes et bloquées. Le fonctionnement de ce redresseur est facile à comprendre. Supposons qu'aux bornes du secondaire la tension soit positive en A par rapport à B. La diode D_1 est alors passante et on retrouve en sortie une demi-alternance positive dont la valeur est égale à la tension crête fournie par le demi-secondaire (moins la faible chute de tension directe de D_1) (fig. 5).

A l'alternance suivante (alternance négative), c'est le point B qui est alors positif par rapport à A. La diode D_1 est bloquée, tandis que D_2 est passante. On retrouve aux bornes de R une deuxième alternance positive égale elle aussi à la valeur crête du secondaire.

Un redresseur en pont utilise également les deux alternances de la tension secondaire (fig. 6). Le secondaire du transformateur est sans point milieu. Les diodes sont au nombre de 4.

Si à la première alternance le point A est positif par rapport à B, les diodes D_1 et D_3 sont passantes, une tension positive apparaît aux bornes de R.

A l'alternance suivante (B positif par rapport à A), les diodes D_2 et D_4 sont passantes et cette deuxième alternance se retrouve aux bornes de R, dans le même sens que la première.

Que faut-il choisir entre un montage en pont (4 diodes) et un montage avec deux diodes à transformateur à point milieu ? On utilisera de préférence le premier, en réservant le second aux redressements de tensions plus faibles, puisque la chute de tension en direct n'est que de 0,7 au lieu de 1,4 V.

LE TRANSFORMATEUR

Dans une alimentation, le transformateur abaisse la tension secteur (220 V) à une valeur efficace supérieure de quelques volts à la tension continue souhaitée. Ce transformateur doit pouvoir fournir un courant au moins égal au courant continu demandé.

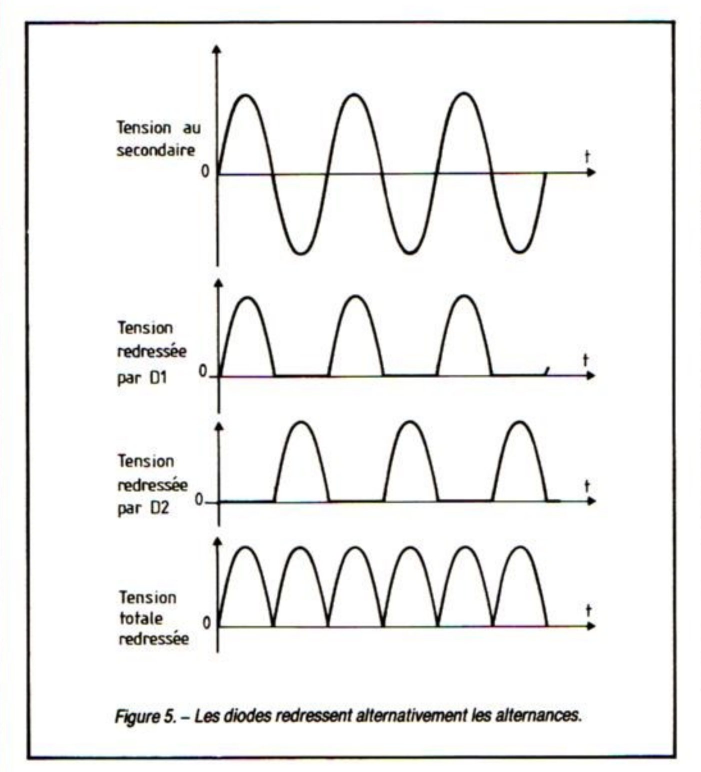


Figure 5. – Les diodes redressent alternativement les alternances.

Un transformateur est caractérisé par sa tension primaire, sa tension secondaire et sa puissance. Cette dernière est égale au produit : tension secondaire × courant secondaire.

Plus la puissance est élevée, plus le transformateur est volumineux. Pour les montages courants de l'amateur, un modèle fournissant une puissance de l'ordre de 3 à 5 W sera suffisant.

Si le transformateur possède plusieurs secondaires donnant par exemple 6,3 V (avec un courant de 0,3 A) et 14 V (avec un courant de 0,1 A), on additionnera les puissances secondaires. Dans cet exemple, celles-ci s'élèvent respectivement à 1,89 et 1,4 W, soit une puissance totale de 3,3 W.

Dans certaines applications où la puissance demandée est plutôt faible, l'amateur pourra faire l'acquisition d'un transformateur type « sonnette » que l'on trouve dans certaines grandes surfaces spécialisées dans le bricolage.

Les amateurs plus confirmés utiliseront des transformateurs de récupération provenant d'un ancien récepteur radio ou d'un téléviseur « à tubes ». Ce transformateur peut être celui de l'alimentation dans lequel ils utiliseront les enroulements basse tension (6,3 et 5 V) qu'ils pourront associer en série pour obtenir une tension plus élevée (attention à la phase pour ce branchement). Les anciens transformateurs « image » de téléviseurs peuvent également fournir une tension intéressante pour l'alimentation des circuits à transistor (primaire 15 H, 500 Ω ; secondaire 5 Ω ; rapport de transformation 14).

Le diamètre du fil de l'enroulement secondaire donne une idée sur le courant que l'on peut tirer d'un transformateur donné. Le diamètre en millimètres du fil du secondaire doit être au moins égal à $0{,}8\sqrt{I}$, I étant l'intensité demandée au secondaire en ampères (si I = 2 A, le diamètre du fil devra être supérieur à $0{,}8 \times \sqrt{2}$, soit 1,13 mm).

La formule correspondante pour le calcul de I connaissant la section S est la suivante :

$I = 1{,}56\ s^2$

(un enroulement de secondaire de diamètre égal à 0,8 mm ne peut pas supporter un courant supérieur à $1{,}56 \times (0{,}8)^2$ soit 1 A).

LE REDRESSEMENT

Quant aux diodes, elles sont bien entendu du type « redressement » dont les valeurs caractéristiques sont suffisantes pour supporter, premièrement, le courant à fournir, et deuxièmement la tension inverse de crête appliquée à la diode pendant la période de non-conduction. Cette tension inverse de la diode doit être au moins égale au double de la tension crête du secondaire.

Par exemple, si la tension efficace aux bornes du secondaire est 12 V, la valeur crête de cette tension est 17 V. La tension que doit supporter la diode doit être au moins égale à 34 V. Dans la majorité des cas, les diodes de redressement ont une tension inverse assez élevée pour supporter les tensions utilisées généralement dans les montages électroniques.

La figure 7 explique pourquoi à chaque alternance négative la tension inverse aux bornes de la diode est égale à environ deux fois la tension crête du secondaire.

Dans un redresseur en pont, deux diodes étant en série, la tension inverse exigée pour les diodes pourra être réduite de moitié.

La diode 1N4148 est très courante, ses caractéristiques principales sont les suivantes :

Courant direct max. : 200 mA
Tension inverse max. : 75 V
Puissance dissipée max. : 500 mW

Deux autres caractéristiques sont intéressantes :

Chute de tension directe : entre 0,62 et 0,72 V (pour un courant direct de 5 mA).

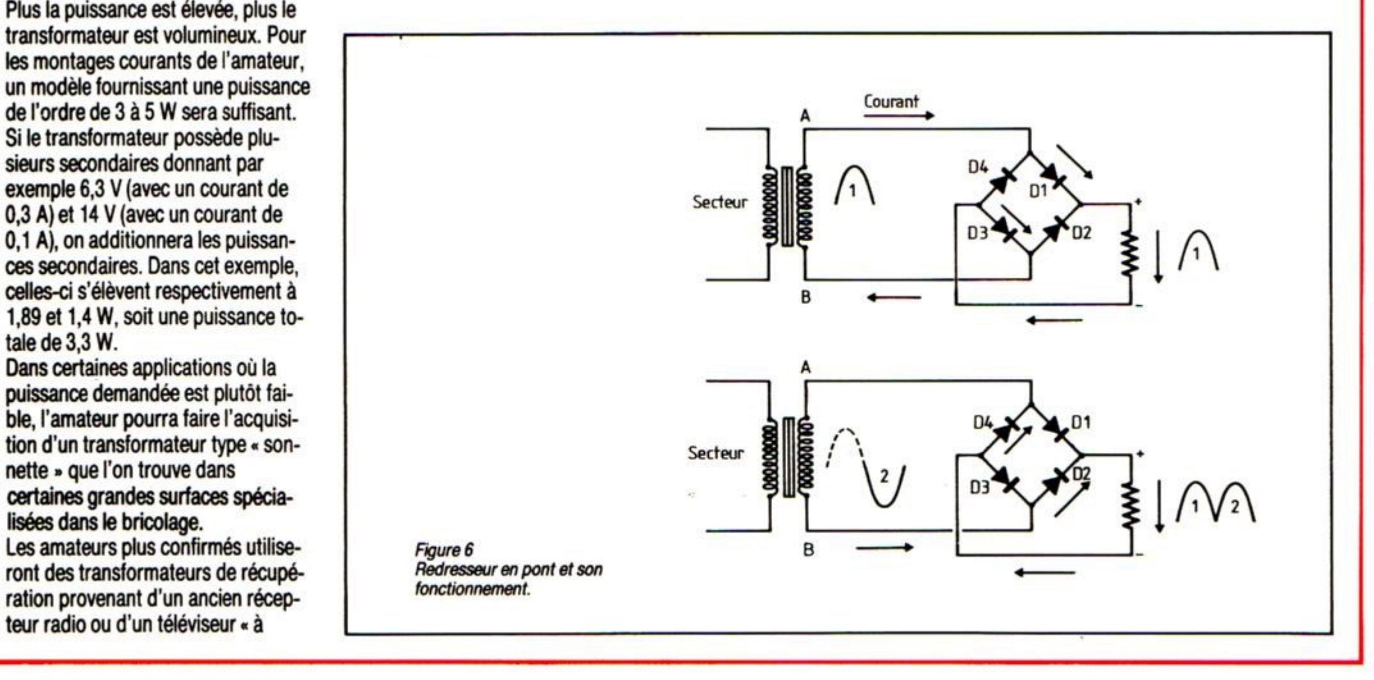


Figure 6
Redresseur en pont et son fonctionnement.

Courant inverse : 25 micro-A (pour une tension inverse de 20 V).

TENSION ALTERNATIVE RESIDUELLE

Un condensateur est placé à la sortie du redresseur. Nous avons vu qu'entre ses bornes apparaît une tension continue avec une composante alternative résiduelle. Celle-ci est d'autant plus importante que le courant débité est élevé. Elle peut être réduite en augmentant la valeur du condensateur. Une formule donne la valeur approximative de l'amplitude de cette tension :

$$V = \frac{10\,I}{C}$$

V est l'amplitude crête à crête de cette tension alternative résiduelle (en volts). Le courant fourni par l'alimentation est I (en milliampères) et C est la valeur de la capacité (en microfarads) du condensateur situé à la sortie du redresseur (C_1 de la figure 8).
En supposant que le courant soit de 150 mA et C_1 = 1 500 μF, il faut s'attendre à une tension alternative résiduelle de l'ordre de :

$$\frac{10 \times 150}{1\,500} \text{ soit 1 V crête à crête}$$

Il s'agit maintenant de choisir la valeur à donner à C_1. Sachant qu'un condensateur coûte d'autant plus cher que sa capacité est élevée, il y a lieu de trouver un compromis. Généralement, le nombre de microfarads de C_1 est situé entre 2 à 5 fois la valeur du courant d'alimentation (en milliampères). Cette valeur est doublée pour un redresseur mono-alternance. Ainsi, pour un courant de 200 mA, C est choisi entre 400 et 1 000 μF. Ce condensateur est du type « polarisé ».

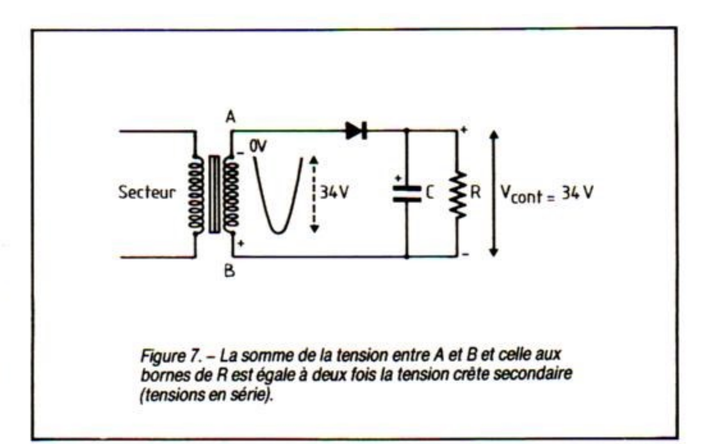


Figure 7. – La somme de la tension entre A et B et celle aux bornes de R est égale à deux fois la tension crête secondaire (tensions en série).

CELLULE DE FILTRAGE

Dans les alimentations les plus simples, le filtrage s'obtient par un circuit composé d'un ensemble inductance-condensateur LC, comme sur la figure 8, ou encore par un ensemble résistance-condensateur RC.
Une résistance est employée lorsque le débit de courant est faible, la chute de tension (R × I) aux bornes de R est alors négligeable. En plus il y a économie, une résistance coûte quand même beaucoup moins cher qu'une inductance de filtrage.
Malgré cela, l'emploi d'une inductance est intéressante car sa résistance est faible (chute de tension très faible en continu), et son inductance est élevée (chute de tension importante pour la composante alternative résiduelle).

COEFFICIENT DE FILTRAGE

Le coefficient de filtrage α caractérise l'efficacité d'un filtre. C'est le rapport entre la tension alternative résiduelle à l'entrée (V_1) et la tension résiduelle en sortie (V_2), soit :

$$\alpha = \frac{V_1}{V_2}$$

Pour une cellule LC, ce coefficient est donné par la formule :

$$\alpha = \omega^2 LC$$

Le terme ω est égal à 2 πF. Dans cette formule on néglige la résistance ohmique de la bobine de filtrage, très faible par rapport à sa réactance Lω.
En ce qui concerne F, il s'agit de la fréquence après redresssement, soit 50 Hz pour le mono-alternance, soit 100 Hz pour le bi-alternance.
Pour une cellule RC, le coefficient de filtrage est donné par la formule :

$$\alpha = \omega RC$$

Dans ces deux formules, C est bien la capacité du condensateur C_2. Les unités sont le farad pour C, le henry pour L et le hertz pour F.
En comparant les deux formules, nous remarquons qu'un filtrage avec cellule LC est plus intéressant puisque l'efficacité est fonction du carré de la fréquence. De plus, une inductance ne provoque pas de chute de tension en continu ; en fait une bobine de filtrage possède toujours une certaine valeur ohmique.

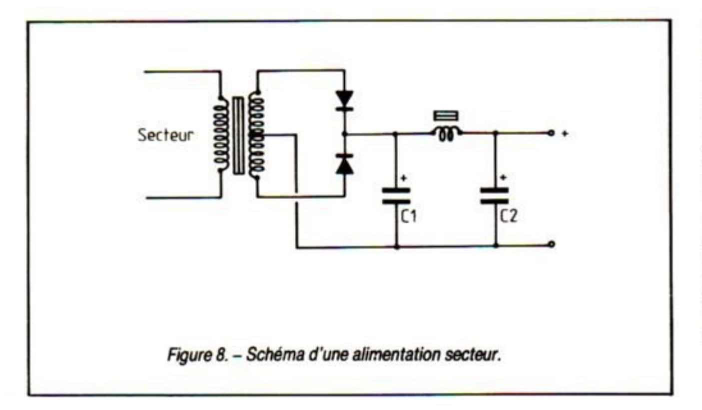


Figure 8. – Schéma d'une alimentation secteur.

Au cas où une cellule de coefficient α_1 ne serait pas suffisante, une dernière cellule de coefficient α_2, connectée à la sortie de la première, permettrait d'obtenir un coefficient global de :

$$\alpha = \alpha_1 \times \alpha_2$$

Appliquons maintenant les formules. Nous disposons d'un condensateur C_2 de 1 000 μF et d'une bobine de filtrage dont les caractéristiques sont les suivantes :

L = 50 mH
r = 5 Ω

La composante alternative résiduelle mesurée à l'oscilloscope à la sortie du redresseur, transcrite en valeur efficace, est 500 mV. Quelle sera la tension résiduelle à la sortie de la cellule de filtrage, le redresseur étant bi-alternance ?
La valeur de α est :
$(2 \times 3{,}14 \times 100)^2 \times 50 \times 10^{-3} \times 10^{-3}$, soit 19,7.

La tension de 500 mV est divisée par 19,7, ce qui donne une résiduelle en sortie égale à 25,4 mV.
Maintenant, si nous remplaçons la bobine par une résistance, quelle devrait être la valeur de celle-ci pour obtenir le même degré de filtrage ?
Nous partons de ω RC = 19,7 pour en tirer R, soit :

$$R = \frac{19{,}7}{\omega C} = \frac{19{,}7}{2 \times 3{,}14 \times 100 \times 10^{-3}}$$

soit 31 Ω

Remarquons que cette résistance est traversée par le courant total demandé par le montage. Si ce courant est 200 mA (0,2 A), la chute de tension due à R sera de 6,2 V. Elle ne serait que de 1 V aux bornes de la bobine.

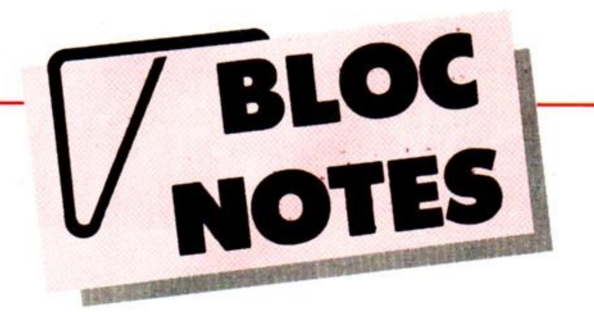
La partie filtrage, à bobine ou à résistance, sera avantageusement remplacée par un circuit de régulation intégré, comme nous le verrons le mois prochain.

J.-B. P.

LE TOUR DE FRANCE DES RADIOS LOCALES PRIVEES

Fréquence	Nom et adresse	Téléphone
86 - VIENNE		
100,8 MHz	**Radio Tartine,** La Belle Indienne, 86230 Sérigny	49.86.07.46
100 MHz	**Radio Mazerolles,** MJC, place du Champ de Foire, 86230 Lussac-les-Châteaux	49.48.36.97
90 MHz	**Radio Poitiers Ouest,** rond-point de la Blaiserie, 86000 Poitiers	49.58.59.55
93,3 MHz	**Radio Plus** 15, rue Gambetta, 86000 Poitiers	49.88.69.55
95,9 MHz	**Radio Pulsar 103,** 15, rue des Feuillants, B.P. 217, 86005 Poitiers Cedex	49.88.33.04
90 MHz	**Radio Poitiers Forum,** 9 bis, allée de la Vonne, 86000 Poitiers	49.01.20.39
92 MHz	**Radio Fid'Loup RFM 92,** B.P. 442, 7, rue Noire, 86104 Châtellerault	49.23.56.56
88 - VOSGES		
97,8 MHz	**Radio Cristal,** 74, av. du Général-Leclerc, Chantraine, 88000 Epinal	29.82.30.30
95,10 MHz	**Radio Vallées Vosges,** B.P. 371, 88009 Epinal Cedex	29.82.30.46
96,4 MHz	**Radio libre Saint-Dié, MJC** Foyer de l'Orne, 8, rue des Peupliers, 88100 Saint-Dié	29.56.30.92
99,9 MHz	**Radio Htes Vosges,** 89, rue d'Alsace, B.P. 218, 88106 Saint-Dié Cedex	29.56.62.15
92 MHz	**Radio Gué-Mozot,** 1, rue de l'Ascencement, 88360 Rupt-sur-Moselle	29.24.39.40
91,5 MHz	**Radio Contact,** 112, rue d'Alsace, 88100 Saint-Dié	29.56.50.92
89 - YONNE		
91 MHz	**Radio Auxerre,** 9, rue Dampierre, 89000 Auxerre	86.52.45.23
99 MHz	**Radio Cadet Roussel,** Abbaye Saint-Germain, B.P. 249, 89002 Auxerre Cedex	86.46.70.00
90,50 MHz	**Stolliach Radio FM,** rue de Thenard, 89100 Sens	86.64.00.11
89,8 MHz	**Radio 89 FM,** rue M.-Saillard, 89890 Aisy-sur-Armançon	86.55.74.03
96,1 et 91 MHz	**NRJ Bourgogne,** 19, rue du Temple, 89000 Auxerre	86.51.41.41
94,4 MHz	**Radio Triage,** 2, rue E.-Lavisse, 89400 Migennes	86.80.37.05

Fréquence	Nom et adresse	Téléphone
91 - ESSONNE		
102 MHz	**Canal 102,** 17, cours B.-Pascal, 91000 Evry	64.97.01.02
102,6 MHz	**Radio Evasion,** B.P. 50, 91330 Yerres Cedex	69.48.60.25
102,6 MHz	**Radio Horizon,** B.P. 76, 91802 Brunoy Cedex	69.00.32.33
103,8 MHz	**Radio Village,** B.P. 252, 91944 Les Ulis Cedex	69.28.19.71
92 - HAUTS-DE-SEINE		
94,70 MHz	**Radio Nanterre,** 17, bd de la Seine, 92000 Nanterre	47.25.13.13
91,10 MHz	**92 Radio,** 118, av. P.-Picasso, 92000 Nanterre	47.76.42.24
98 MHz	**Radiod G,** 27, rue de la Couture-d'Auxerre, 92230 Gennevilliers	47.99.92.92
88,8 MHz	**Radio Service Rueil-Malmaison,** 65, av. de Colmar, 92507 Rueil-Malmaison	47.49.19.99
93 - SEINE-SAINT-DENIS		
100,4 MHz	**Radio Cannelle,** B.P. 103, 93003 Bobigny Cedex	48.50.10.94
93 MHz	**T.S.F. 93,** 9, av. K.-Marx, 93000 Bobigny	48.31.77.77
93,65 MHz	**Radio Contact,** 51, av. Mal-de-Lattre de-Tassigny, 93140 Bondy	48.50.17.74
94 - VAL-DE-MARNE		
99,10 MHz	**Radio Trans Hélium,** 87 bis, rue P.-V.-Couturier, 94800 Villejuif	46.78.33.70
94,55 MHz	**Fréquence 94 Créteil R.D.C.,** B.P. 94, 94003 Créteil Cedex	42.07.94.94
101,60 MHz	**Radio Eglantine,** 11, rue M.-Ravel, 94430 Chennevières-sur-Marne	45.94.61.30
92,50 MHz	**Radio Soleil 94,** 17, rue P.-Vert, 94800 Villejuif	46.77.81.10
103,3 MHz	**Sud Est FM,** Auberge de jeunesse, 125, av. de Villeneuve-St-Georges, 94600 Choisy-le-Roi	48.53.96.20
88,8 MHz	**Radio A.J.D.L.,** 12, rue L.-Haléry, 94370 Sucy-en-Brie	45.90.50.50
95 - VAL-D'OISE		
98,6 MHz	**Radio Bellovaque,** 9, chemin Pavé, 95340 Bernes-sur-Oise	34.70.46.46



LA CERAMIQUE DANS LA CASSETTE



La nouvelle gamme de cassettes audio de Sony propose l'UX-PRO, une cassette haut de gamme de type II (chrome). Le fabricant nippon a doté l'UX-PRO d'une coque renforcée, et d'une bande à très hautes caractéristiques magnétiques. Des épaulements donnent à la coque une rigidité accrue. Le ressort d'application de la bande sur les têtes, d'un type nouveau, assure un parfait contact têtes-bandes.
Mais ce qui fait la nouveauté de l'UX-PRO est son guide de bande en céramique indépendant de la coque. L'élasticité et le taux de frottement très faible de cette céramique composite permettraient une réduction des vibrations de la bande, causes directes du bruit de modulation.
L'exceptionnelle rémanence des particules « High Power Uniaxial » – 2000 Gauss – permet un abaissement du bruit de fond et un niveau maximum de sortie élevé, d'où une gamme dynamique accrue de 2 dB (par rapport à l'UX-S). En outre, la sensibilité dans les hautes fréquences est nettement améliorée.

L'UX-PRO est disponible en C-60 et C-90.

Distributeur : Sony France, 19-21, rue Madame-de-Sanzillon, 92110 Clichy. Tél. : (1) 47.39.32.06.

LA 58ᵉ FOIRE INTERNATIONALE DE LA TV, RADIO ET HI-FI DE ZURICH

La Fera, en flânant...

Il est une série de rendez-vous que le Zurichois moyen programme avec soin au début de chaque année (bien avant pour certains) et qu'il n'annule ou ne déplace qu'en cas de force vraiment majeure, car, ici, « le changement dérange et vous laisse tout stressé... »

La visite de la Fera, cette traditionnelle Foire de la TV, radio et Hi-Fi, est l'une des choses de laquelle il ne déroge pas facilement.
Il se rend donc, fin août, à Oerlikon, proche banlieue de Zurich, et, avec méthode, sérieux, et application, il va parcourir en tous sens les 31 000 mètres carrés de l'exposition, visiter les 13 halles et pavillons, voir et écouter les productions de quelque 750 marques de 26 pays, franchir ponts et passerelles qui relient les bâtiments, au-dessus des rues et boulevards de la ville, monter et descendre des étages, s'informer auprès des 145 exposants sur les 328 nouveautés (dont 126 mondiales) présentées cette année. Il pourra même voyager dans l'espace et rêver aux étoiles, le thème central étant, en 1986 : la transmission TV par satellites.

D'ailleurs, s'il n'y avait pas eu le veto formel de Madame, qui, depuis qu'elle a le droit de vote, s'exprime plus véhémentement et prétend qu'une parabole de 3,20 m, même auto-orientable, et venant de chez ces Wisi, Maspro, Belsat et autre Catec, dans le jardin, ça fait de l'ombre aux « géranioumes » et ce n'est pas convenable, il aurait bien expérimenté ces merveilles qui offrent déjà 20 programmes TV alors que le câble communal auquel sa maison est branchée seulement 14...

Il va pouvoir, comme tous les visiteurs expérimentés ou non, jeunes ou vieux, mâles ou femelles, manipuler lui-même sur les stands, et sans contrôle apparent, les amplis, tuners, magnétoscopes, caméras, et autres jeux électroniques... Il s'attirera seulement des regards désapprobateurs s'il pousse un peu le dernier B 252 de Revox (2 × 550 W) qui est venu, en voisin (Reggensdorf est tout proche), présenter ses derniers-nés : les enceintes passives série MK 2, le timer-controller B 203, et la table de mélange C 279, créée pour mettre à la portée de l'amateur chevronné les qualités du grand frère Willi Studer.
Plus loin, il pourra observer, comme moi, le plaisir pris par les visiteurs à se filmer avec les petites caméras vidéo de Panasonic modèle F 2 (900 grammes), avec un clavier de titrage instantané, en 7 couleurs et 3 formats de caractères.

L'énorme stand de Philips attire beaucoup de monde... Une équipe de jeunes, casqués et montés sur des Teufs ou « Teufflis » (noms helvétiques de la mobylette) présente le radiocassette D 8008 dit Roller, au design « sport cycliste ».

Les 2-roues sont aussi à l'honneur au stand Mediator (TV), deux énormes motos B.M.W. montées par des gamins roulent à 160... On suit leur visage angoissé sur six grands écrans télé avec la route qui défile vertigineusement... l'un ne s'est pas assez penché dans un virage... et c'est le drame... Heureusement, seul le bruit est réel... Au suivant des candidats pour le stand électronique d'essai de conduite !

Les radios locales, Radio Z (comme Zurich), Radio L (comme Lac), Radio 24 (comme 24 heures sur 24)... (on se demande où ils vont chercher tout ça) vous offrent le café dans des bars, au milieu des animateurs qui passent en direct l'émission du jour et, au studio de DRS 3, les PTT suisses vous documentent patiemment et en trois langues sur les possibilités du Télétext, du Telefonrundfunk (cette musique qui arrive par le téléphone et que vous entendez en bruit de fond dans les hôtels, restaurants et autres lieux publics helvétiques.)

Les nouveautés

Ces divertissements et cette ambiance agréable ne sauraient faire oublier que la plupart des visiteurs ne sont pas là pour s'amuser, et c'est avec le visage sérieux de gens qui vont au fond des choses qu'ils étudient la liste des nouveautés remise à l'entrée par les hôtesses, avec les plans des circuits conseillés.
Nous y relevons les principales :
- Récepteurs d'émissions transmises par satellites et équipés de leur convertisseur.
- Imprimante graphique vidéo.
- Récepteur autoradio dans lequel plus de 300 émetteurs d'information routière (système ARI) ont été mémorisés.
- Radio-stéréo épaisseur 3,9 mm avec batterie rechargeable.
- Changeur automatique pour 6 disques compacts (32 titres).
- Son stéréo produit par colonne unique (1ᵉʳ prix salon des inventeurs, Genève, 1986).
- Le lecteur de disques compacts le plus cher du monde (14 000 Sfr, 5 600 000 AFF...), etc.

La télévision par satellite

« Cette année, la Fera a voulu marquer que très prochainement le satellite européen Astra, lancé par une fusée Ariane, entamera son voyage au terme duquel il sera placé sur son orbite géostationnaire. Une maquette, conforme à l'original, échelle 1/2 de ce satellite RCA 400, était exposée à l'entrée (voir photo et légende).

« Une table ronde, dite Radio-Forum, réunissait le mardi 26 août des personnalités éminentes dont le Dr Pierre Meyrat, directeur de la Société Européenne des Satellites (SES) les directeurs techniques des TV suisses et allemandes, etc., et l'on fit ainsi plus ample connaissance avec ces merveilleux relais qui mettront, dans un proche avenir, au service des téléspectateurs 16 canaux couvrant le monde entier, et pouvant être captés par antenne directe ou par réseau câblé.

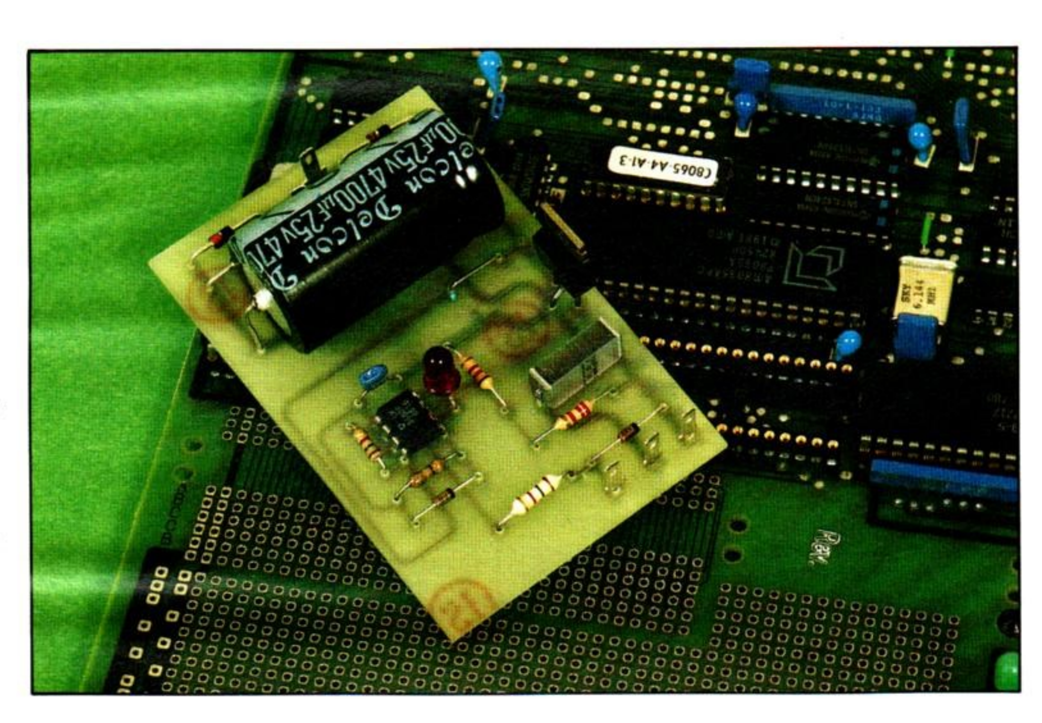
« Les amateurs, au cours des débats et dans les stands, purent enfin savoir à quoi correspondent les abréviations « ECS », « DBS », « MPS » et se familiariser avec les satellites d'information, de radiodiffusion, et, comme l'écrit R. Dewald, président du Comité de la Fera : « Chacun a pu constater l'évolution spectaculaire de l'électronique de loisirs qui a jailli hors du cadre de ses frontières traditionnelles, pour commencer à s'annexer le temps et l'espace. » La visite de la 58ᵉ Fera montre en outre que l'on est loin d'avoir épuisé toutes les ressources électrotechnologiques de notre bonne et vieille terre... »

Notre correspondant à la foire de Zurich, M. Paul Grosso, co-animateur de la société Corama de Lyon, a pu regretter que, une fois de plus, à l'exception de la société Focal, les industriels français étaient absents de ce salon.

ALIMENTATION AVEC RESET

A QUOI ÇA SERT ?

Un montage simple, il s'agit d'une alimentation 5 V capable de délivrer 1,5 A, la tension est connue, c'est celle adoptée pour la plupart des circuits logiques. Vous avez déjà une alimentation, vous pouvez lui ajouter la fonction « reset », ou remise à zéro. Cette information donne l'état de la tension de sortie. Si la tension descend au-dessous de 4,75 V, un dispositif passe au zéro. A la mise sous tension, ce signal passe à 1, une fois les 4,75 V dépassés et avec un petit retard. Cette technique est proposée par des fabricants de circuits intégrés qui proposent des régulateurs avec fonction « reset » intégrée. Autre proposition : celle de Texas, qui sépare les fonctions superviseur d'alimentation d'un côté, régulateur classique de l'autre.





LE SCHEMA

Quatre diodes redressent la tension délivrée par le secondaire du transformateur d'alimentation. Elles chargent le condensateur de filtrage de 2 200 µF ou 4 700 µF au choix. (Avec 2 200 µF, il faut un transformateur de 9 V ; avec un 4 700 µF, un 8 V suffit.) La raison : avec un 2 200 µF, l'ondulation est plus importante qu'avec un 4 700 µF. Le régulateur demande une chute de tension d'environ 3 V pour bien réguler, il faut donc envoyer une tension plus importante pour que, au creux de tension, la régulation persiste. Un condensateur en sortie élimine les éventuelles oscillations.
Le système de reset utilise un double ampli op. un LM 358, ampli monotension. Les deux entrées inverseuses sont à un niveau fixé par la chute de tension directe d'une diode LED, 1,6 V. Un pont de résistances commande le premier ampli op, sa sortie passe à 0 si la tension de sortie de l'alimentation descend au-dessous de 4,75 V. D_5, R_4 et C_3 temporisent l'application du signal, à l'établissement uniquement, à la coupure, C_3 se décharge par D_5 plus vite que dans R_4.
L'ampli est alimenté par la tension amont du régulateur, D_7 joue le rôle de résistance de « clamping » la tension de sortie ne dépassera pas 5 V + 0,7 V à l'état haut.

MONTAGE

Le transformateur ne prend pas place sur le circuit imprimé. Bien respecter le sens des diodes. Pour plus de sécurité, vous pouvez installer sur la ligne du transfo un fusible temporisé de 1,5 A. La temporisation permet de charger le condensateur C_1.
La diode D_6 doit être une diode à arséniure de gallium (rouge classique), certaines diodes comme les vertes et les jaunes et certaines rouges ont une chute de tension différente. Un truc pour reconnaître l'anode (côté triangle) et la cathode : la puce est collée sur la masse du fil de cathode et l'anode est connectée, côté visible, par un fil microscopique (c'est valable pour presque toutes les diodes, sauf infrarouges).
A respecter : le sens des diodes, du condensateur (risque d'explosion !), du CI (la mort). Si vous demandez du courant à vote régulateur, offrez-lui donc un radiateur comme celui de la photo ou plaquez le transistor contre une plaque d'alu assez épaisse (plus d'un millimètre). Attention, la partie métallique est au potentiel de la masse !
Et ça marche. Oui, nous l'avons réalisé ! Des chiffres : 0,3 mV de résidus alternatifs en sortie sur charge de 4 Ω. 40 mV de variation de tension

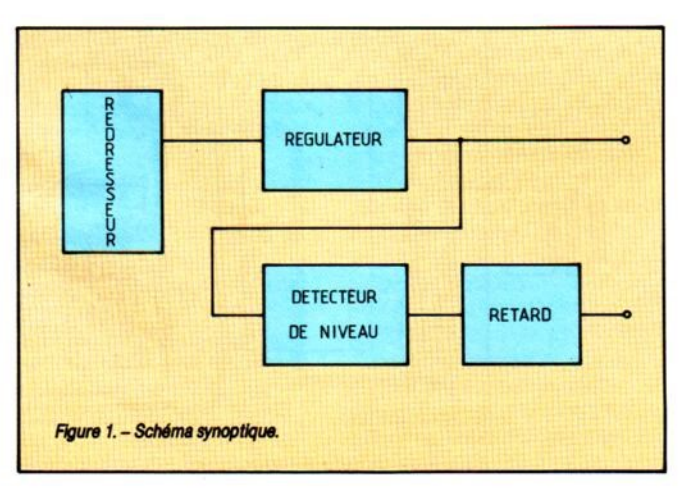


Figure 1. – Schéma synoptique.

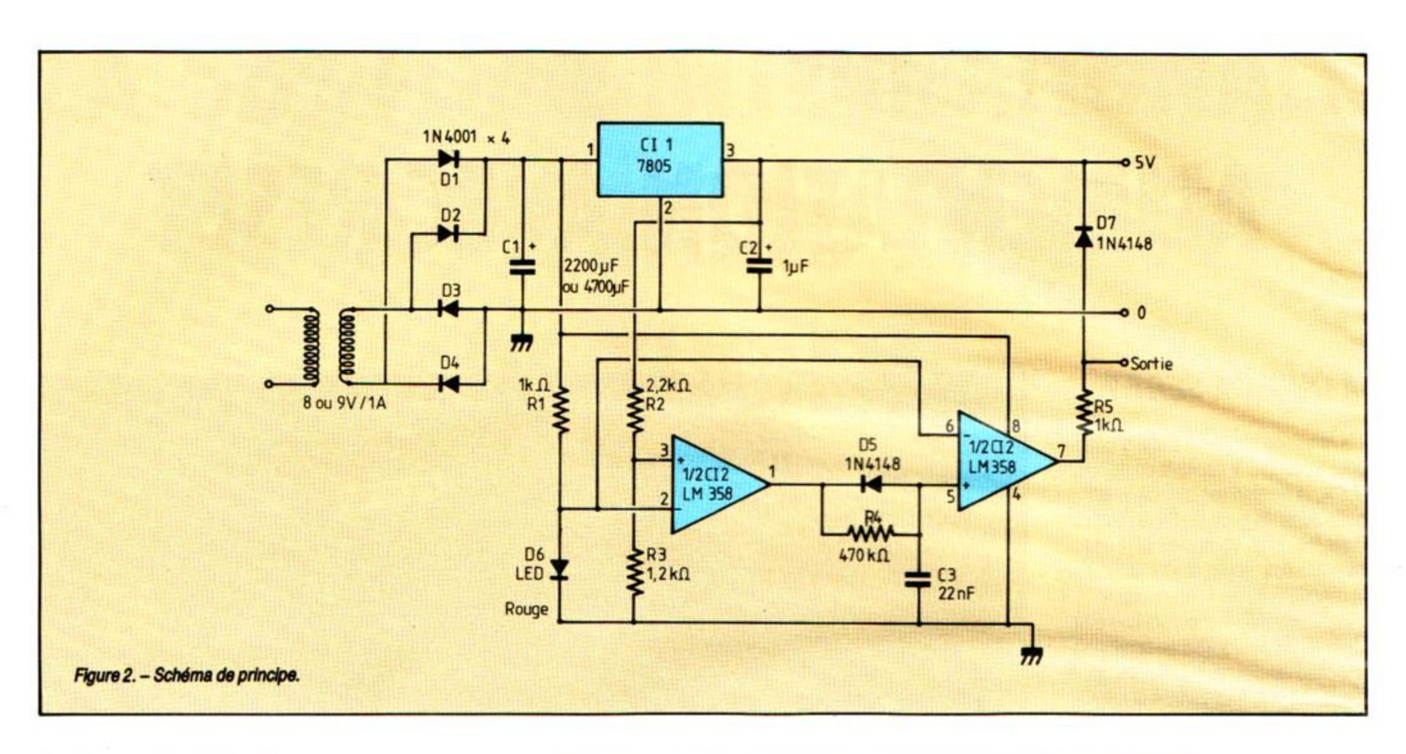


Figure 2. – Schéma de principe.

lorsqu'on déconnecte brutalement la charge. La tension de sortie est de 5 V aux tolérances du CI près. La sortie reset répond à nos espérances, retard de 40 ms environ à la mise sous tension et coupure quasi instantanée. Intéressant en cas de coupures de courant.

■

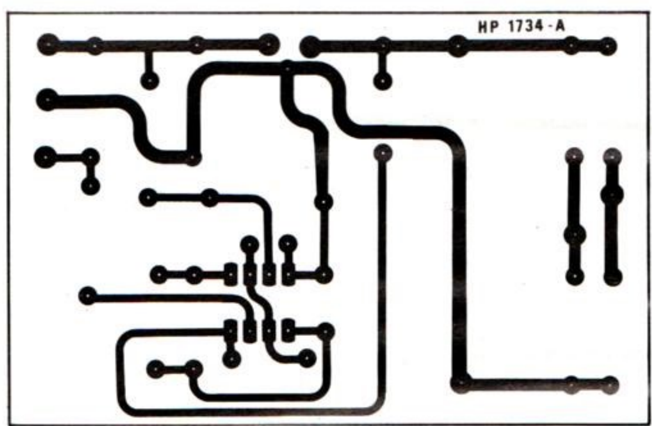


Figure 3. – Le circuit imprimé à l'échelle 1.

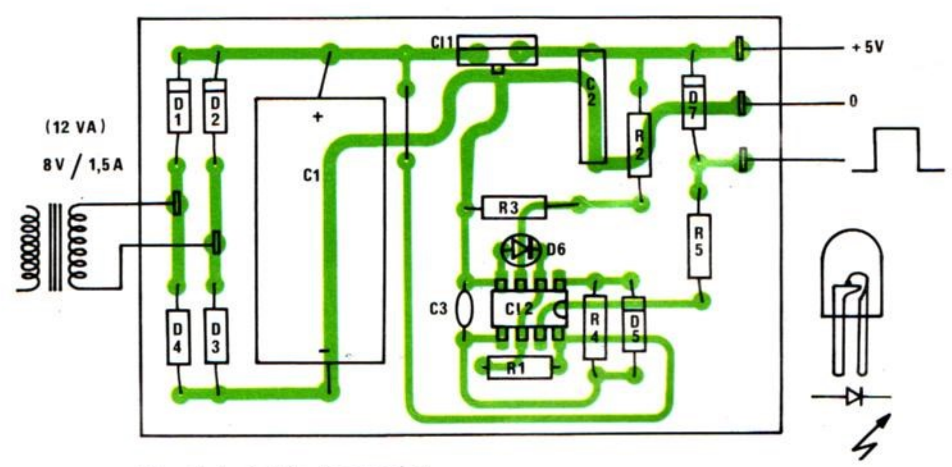


Figure 4. – Implantation des composants.

LISTE DES COMPOSANTS

Résistances 1 4 W 5 %
R_1, R_5 : 1 000 Ω
R_2 : 2,2 kΩ
R_3 : 1,2 kΩ
R_4 : 470 kΩ

Condensateurs
C_1 : chimique 2 200 µF ou 4 700 µF 16 V
C_2 : plastique 1 µF/100 V
C_3 : plastique ou céramique 22 nF

Diodes
D_1, D_2, D_3, D_4 : 1N 4001
D_5, D_7 : 1N 4148
D_6 : LED rouge (voir texte)
CI_1 : régulateur de tension 7805, boîtier TO 220
CI_2 : double ampli op LM 358
Transformateur : 220 V/1 × 8 V si C_1 = 4 700 µF, 220 V/1 × 9 V C_1 = 2 200 µF. Puissance 12 VA.
Radiateur.

BANC D'ESSAIS

12 AMPLIFICATEURS

Quels sont, ou quels seront les rôles à jouer pour l'amplificateur moderne ? La première fonction, amplifier corrrectement, semble maîtrisée pour la plupart des modèles. Raisons essentielles : depuis quatre ans les fabricants se sont attachés à concevoir des produits dont la qualité répond – objectivement et subjectivement – à celle du disque audionumérique ; disposant ainsi de sources sonores assez proches de l'idéal, ils ont pu juger, enfin débarrassés des approximations auditives propres aux disques et bandes traditionnels, des réelles prestations électroacoustiques de leur amplis. Autre raison : une baisse singulière des coûts de composants (et de main d'œuvre), entre autres de ceux qui conditionnent le résutat final : transistors, condensateurs de liaison et surtout de filtrage. Du coup, il est devenu vraiment difficile de rater un ampli.



Les amplis, ça évolue assez peu. Bien sûr, on leur trouvera chaque année une quantité « epsilon » de musicalité supplémentaire par rapport aux modèles de l'an passé, lesquels étaient déjà pourtant parfaits... ou presque. Dans quelle mesure alors peut se justifier un achat initiatique ou de renouvellement, sans commettre l'erreur du siècle ? Difficile à dire. A notre sens, de nouveaux critères, conséquences de l'apparition de nouvelles sources sonores, numérisées ou pas, devraient lever cette cruelle indétermination...

LA NOTION DE PUISSANCE

Avec la dynamique des nouvelles sources, la puissance des amplis ne s'est pas réellement accrue, mais les conditions dans lesquelles elle s'exerce ont changé. Au terme de puissance on pourrait substituer énergie par unité de temps : en effet, dans les spécifications, on précise maintenant *x* watts durant *y* millisecondes, ou on parle, sans trop préciser, de puissance en régime impulsionnel. Les chiffres cités dans ces conditions sont évidemment supérieurs à ceux de la puissance en régime continu. De même, les spécifications peuvent faire mention de l'impédance de charge durant les mesures, voire de la phase relative à cette impédance. Ainsi, il n'est pas rare de rencontrer des chiffres relevés sur des charges de six, quatre, voire deux ohms, au lieu des huit ohms traditionnels.

Exemple : un 100 W/8 Ω DIN devient 90 W/8 Ω FTC, 120 W dynamique/8 Ω, 140 W/4 Ω DIN, 180 W dynamique sur 2 Ω.

Ou encore, on indique la puissance continue sur 8 Ω, et la réserve dynamique, expression en décibels, du rapport de la puissance dynamique sur la puissance continue.

Pourquoi procède-t-on de la sorte ? Pour plusieurs raisons : faire apparaître la réserve dynamique de l'ampli, donc dans une certaine mesure son aptitude à respecter la dynamique du message original ; faire mention de la capacité en courant vis-à-vis des enceintes : en effet, la tendance actuelle va vers une généralisation d'impédance moyenne : 6 Ω pour les enceintes d'origine japonaises et américaines, 4 Ω « purement résistifs » pour les européennes (anglaises en particulier).

Pourquoi avons-nous choisi des amplis de 70 W ? D'une part, il s'agit d'une puissance moyenne, susceptible de convenir à tous les styles d'écoute, et adaptée à une grande latitude de rendement des enceintes choisies. D'autre part, c'est dans cette classe de matériel que l'on commence à distinguer les différences concernant les facilités d'exploitations de ces amplis...

CELLE DE LA COMMODITE

Et c'est là où l'on redécouvre la deuxième fonction de l'ampli intégré : celle de commutation des sources. Si, dans un passé encore récent, on pouvait se contenter de quatre touches phono, tuner, tape/monitor, auxiliaire, aujourd'hui et surtout demain ce sera une autre affaire. Déjà, l'arrivée du compact-disc (encore lui !) a un peu bousculé ce concept très spartiate (d'inspiration anglaise). Mais, pour l'avenir, il faut penser magnétoscope HiFi, sortie audio-numérique des lecteurs de vidéodisque, sortie audio-numérique des récepteurs de TV par satellite, bref intégrer notre ampli dans un système audio-vidéo dont la qualité sonore des programmes sera quasiment irréprochable. Dès le début des années 80, certaines marques étaient sensibilisées à ce problème : Kenwood et JVC furent de sages précurseurs, suivis de Marantz un peu plus tard, avec certains modèles d'amplis pour chaîne « Midi », puis Technics avec son haut de gamme. Hélas, cette idée s'essouffle un peu, et s'il faut mettre un peu « les pieds dans le plat » on s'étonnera de constater que dans cette gamme, seuls Luxman et Denon se distinguent par des commutations de signaux vidéo, alors que ces marques « font » plutôt dans l'audio traditionnel ! Le cas de Kenwood est différent : la marque possède à son catalogue un intégré de 2 × 50 W plus particulièrement destiné à cet usage, mais propose quand même en face avant de son KA-660



un jeu de prises Cinch supplémentaire (signaux audio seulement). Rappelons que si ces problèmes ne sont pas évidents aujourd'hui, ils risquent de se poser plus tard et qu'il ne faudra pas beaucoup compter sur les fabricants de téléviseurs (appareils dont le coût de revient est calculé à dix centimes près, compte tenu des grosses séries) pour les équiper de prises Péritel en nombre suffisant, et de commutateurs en quantité équivalente.

PHONOGRAPHES EN TOUS GENRES

Bien sûr, on écoute toujours des disques noirs ; c'est tant mieux pour nos collections et pour les salariés de ce secteur d'activité... Tous les amplis présentés ici possèdent une entrée phono aimant mobile d'une sensibilité moyenne de 2,5 mV et, à l'exception du Dual CV1280 et du B et O 5500, une entrée phono bobines mobiles d'une sensibilité située entre 0,1 et 0,25 mV. Nous n'entrerons pas dans la polémique angoissante des audiophiles qui se questionnent sur la supériorité de l'un ou de l'autre de ces phonocapteurs.

Mais, dans un cas comme dans l'autre, pour en tirer le meilleur parti, le préampli intégré à ces appareils peut présenter quelques petits « plus » non négligeables : circuiterie exécutée à base de transistors rapides et à faible bruit ; filtre subsonique, contre le voilement des disques ; prises d'entrée plaquées or, contre l'oxydation des contacts, réglage de la capacité d'entrée (cf : Harman Kardon).

CES QUELQUES CHIFFRES

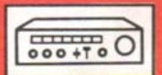
Afin de donner une idée assez objective des performances de ces douze modèles d'amplis, nous avons effectué quelques mesures. La raison pure voudrait que l'on saisisse tous les paramètres possibles et imaginables, mais ce n'est pas là notre propos, et, l'histoire l'a prouvé, la corrélation entre chiffres et résultat final est rarement évidente. Nous nous sommes cependant penchés sur une question sur laquelle fabricants et consommateurs se sont particulièrement sensibilisés ces derniers temps : la puissance délivrée en régime continu, en régime impulsionnel, et sur charge de faible module (4 Ω). Les résultats sont consignés dans le tableau comparatif.

Toutes ces mesures ont été relevées grâce à un système informatisé très puissant, de marque Audio Précision dont nous avons fait l'acquision assez récemment et que nous avons déjà utilisé le mois dernier avec notre dossier « Autoradios ». Il s'agit, en fait, d'une interface extrêmement puissante entre l'objet à tester et un ordinateur compatible IBM PC (TM), dont le format à 16 bits permet une précision suffisante pour les applications en audio de haute fidélité.



Une bibliothèque très complète de logiciels sur disquette accompagne l'appareil Audio Précision. Chacun de ces logiciels correspond à une charte de mesure particulière, adapté à un matériel particulier : ampli, enceinte, compact-disc, magnétocassette, etc... Les possibilités en sont très étendues, nous aurons l'occasion d'en reparler à chaque dossier, pendant les moins prochains.

Marque et type	B et O 5500	Denon PMA-500V	Dual CV-1280	Harman Kardon PM 655	Kenwood KA-660	Luxman LV-102	Marantz PM-54 MKII	Onkyo A-8057	Pioneer A-66	Sansui AU-G55X	Technics SU-V60	Yamaha A-520
P.max 1 kHz sur 8 Ω	2 × 64 W	2 × 105 W	2 × 70 W	2 × 73 W	2 × 77 W	2 × 84 W	2 × 80 W	2 × 83 W	2 × 96 W	2 × 79 W	2 × 92 W	2 × 95 W
P.nom (20...20 k) DHT < 0,1 %	2 × 60 W	2 × 80 W	2 × 70 W	2 × 60 W	2 × 60 W	2 × 50 W	2 × 70 W	2 × 70 W	2 × 80 W	2 × 65 W	2 × 90 W	2 × 75 W
P. sur 4 Ω	2 × 60 W	2 × 156 W	2 × 78 W	2 × 140 W	2 × 115 W	2 × 50 W	2 × 97 W	2 × 102 W	2 × 130 W	2 × 113 W	2 × 120 W	2 × 60 W
Entrées haut niveau, dont	3	6	4	4	5	5	5	5	7	5	5	5
Magnéto	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2
CD direct	–	1	–	–	–	1	1	–	–	–	1	–
Commutation vidéo	–	2	–	–	–	2	–	–	–	–	–	–
Entrées phono	MM	MM-MC	MM	MM-MC	MM-MC	MM-MC	MM-MC	MM-MC	MM-MC	MM-MC	MM-MC	MM-MC
Distors. moy. à mi-puissance	0,01 %	0,35 %	0,35 %	0,25 %	0,15 %	0,09 %	0,1 %	0,05 %	0,15 %	0,1 %	0,07 %	0,015 %
Corrections ● graves ● aigus	± 9 dB à 100 Hz ± 6 dB à 10 kHz	± 9 dB à 100 Hz ± 6-10 dB à 10 k	± 9 dB à 100 Hz ± 11 dB à 10 kHz	± 10 dB à 100 Hz ± 10 dB à 10 kHz	± 8 dB à 100 Hz ± 8 dB à 10 kHz	± 8 dB à 100 Hz ± 6 dB à 10 kHz	± 10 dB à 100 Hz ± 10 dB à 10 kHz	± 6 dB à 100 Hz ± 7 dB à 10 kHz	± 8 dB à 100 Hz ± 8 dB à 10 kHz	± 7 dB à 100 Hz ± 6 dB à 10 kHz	± 10 dB à 100 Hz ± 9-6 dB à 10 kHz	± 10 dB à 100 Hz ± 10 dB à 10 kHz
E/S processeur	oui	–	–	–	–	oui	–	–	–	–	oui	oui
Particularités	téléc. intégrale	commut. vidéo	–	capt. ent. ajust.	–	commut. vidéo	–	–	–	–	–	–
Prix moyen	12 990 F	3 500 F	2 190 F	5 200 F	2 950 F	4 990 F	3 600 F	3 700 F	3 850 F	3 725 F	3 300 F	3 140 F
Appréc. HP (sur 10) (qual./prix)	8	8	8	9	6	8	9	7	7	7	8	6



BEOMASTER 5500

Bien que cela n'apparaisse pas immédiatement, le Beomaster 5500 est un amplificateur-récepteur radio. Cela tient au fait que l'essentiel, si ce n'est la totalité, des fonctions et réglages de cet appareil étonnant s'obtient par une télécommande ultrasophistiquée (le Master Control Panel). Qu'en dire de plus, si ce n'est conseiller de solliciter une démonstration des possibilités inouïes de ce fabuleux morceau d'électronique, unique méthode pour en saisir l'étendue réelle. Outre cette fameuse télécommande intégrale, la section ampli de ce 5500 brille par des taux de distorsion particulièrement bas et une réserve dynamique assez confortable (+ 2 dB). La conception de l'appareil est telle que toutes les extensions sont possibles, avec d'autres éléments B&O, bien sûr (télécommandés par le Master Control Panel), mais aussi avec d'autres sources de signaux.

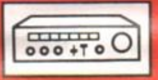




DENON PMA-500 V

La nouvelle génération d'amplis intégrés Denon est caractérisée par l'adoption du système Non-NFB (pas de contre-réaction totale) qui permet de diminuer les distorsions par intermodulation et surtout les effets néfastes de la tension de retour des haut-parleurs. L'alimentation du PMA-500 V, équipée d'un système de filtrage en pont, lui permet de délivrer une puissance continue de 2 × 130 W sur 4 Ω(2 × 100 W mesurés sur 8 Ω). Quelques points forts : des transistors rapides permettent d'obtenir une vitesse de balayage de ± 150 V par microseconde ; les entrées audio sont au nombre de sept, avec deux entrées vidéo commutées électroniquement ; la section phono (pour aimants ou bobines mobiles) garantit une déviation par rapport à la courbe RIAA de ± 0,3 dB, de 20 Hz à 50 kHz. Restitution très précise, appréciée des audiophiles.





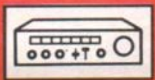
DUAL CV-1280

Voici un 2 × 70 W performant, complet et... fabriqué en France ! Le dessin en est très sobre, inspiré de celui des lecteurs de compact-disc de la marque (CD-40 et CD-20). La partie inférieure de la face avant est, en fait, une trappe basculante. Ouverte, elle dévoile un jeu de commandes annexes : filtres (passe-haut et passe-bas), balance, tonalités et touche de débrayage, prise casque et sélecteur d'enceintes.

Du point de vue fonctionnalité, rien ne manque. Avec les deux entrées/sorties magnétophone et l'entrée monitor, toutes les fantaisies de copie sont permises.

Cet ampli est le centre d'une chaîne à trois éléments, dont un récepteur à trois gammes d'ondes, le CT-1280, à quarante présélections... A acquérir ensemble ou séparément. Dans les deux cas, le prix est une bonne surprise. Dernier détail : S.A.V. sérieux et « non bureaucratique » !





HARMAN KARDON PM 655

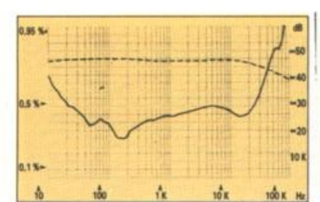
Donné (en fait, vendu) pour 60 W par canal, ce PM 655 en délivre en fait 70, voire 140 sur charge de 4 Ω en régime impulsionnel ! Normal, l'alimentation et les étages de sortie dont il est pourvu lui autorisent des pointes de courant de 45 A. De quoi faire de la soudure, certes, mais aussi nourrir les enceintes gourmandes en puissance, de celles dont la phase et le module de l'impédance varient dans de notables proportions. Car le 655 a été conçu en ce sens : délivrer une puissance égale à toutes fréquences, sur tous les types d'enceintes. Autres points forts : entrées phono aimant mobile et bobines mobiles entièrement indépendantes, avec correction RIAA double ; copie dans les deux sens ; possibilité de séparation entre ampli et préampli ; deux sorties pour quatre enceintes, ajustage de la capacité d'entrée pour les cellules à aimant mobile ; correcteur de tonalité débrayable à fréquences charnières ajustables, que demander de plus ?



NOUS AVONS MESURE :

DENON PMA - 500 V

PUISSANCE	
Maximale à 1 000 Hz sur 8 Ω (DIN)	2 × 105 W
Maximale à 1 000 Hz sur 4 Ω (DIN)	2 × 156 W
Nominale, entre 20 et 20 000 Hz pour DHT inférieure à 0,1 % (FTC)	2 × 80 W (donnée constructeur).
DISTORSION HARMONIQUE	
A demi-puissance :	
● à 1 000 Hz	0,35 %
● à 10 000 Hz	0,38 %
BANDE PASSANTE à – 3 dB	
A demi-puissance	10 Hz à 20 000 Hz
EFFICACITE DES CORRECTIONS	
● Grave	+ 14, – 9 dB à 100 Hz
● Aigu	+ 14, – 10 dB à 10 000 Hz
● Loudness	+ 9 dB à 100 Hz, + 7 dB à 10 000 Hz.



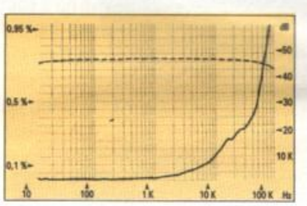
Réponse en puissance
Distorsion

Correction de tonalité
Loudness

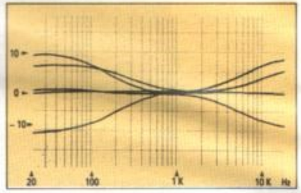
NOUS AVONS MESURE :

B & O 5500

PUISSANCE	
Maximale à 1 000 Hz sur 8 Ω (DIN)	2 × 64 W
Maximale à 1 000 Hz sur 4 Ω (DIN)	2 × 60 W
Nominale, entre 20 et 20 000 Hz pour DHT inférieure à 0,1 % (FTC)	2 × 60 W (donnée constructeur).
DISTORSION HARMONIQUE	
A demi-puissance :	
● à 1 000 Hz	0,02 %
● à 10 000 Hz	0,15 %
BANDE PASSANTE à – 3 dB	
A demi-puissance	10 Hz à 50 000 Hz
EFFICACITE DES CORRECTIONS	
● Grave	+ 7, – 8 dB à 100 Hz
● Aigu	+ 7, – 8 dB à 10 000 Hz
● Loudness	+ 9 dB à 30 Hz, + 4 dB à 10 000 Hz.



Réponse en puissance
Distorsion

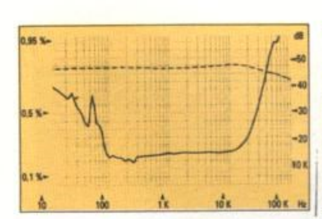


Correction de tonalité
Loudness

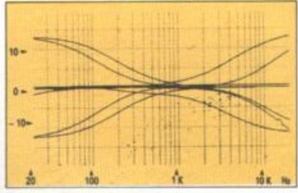
NOUS AVONS MESURE :

HARMAN KARDON PM 655

PUISSANCE	
Maximale à 1 000 Hz sur 8 Ω (DIN)	2 × 73 W
Maximale à 1 000 Hz sur 4 Ω (DIN)	2 × 140 W
Nominale, entre 20 et 20 000 Hz pour DHT inférieure à 0,1 % (FTC)	2 × 60 W (donnée constructeur).
DISTORSION HARMONIQUE	
A demi-puissance :	
● à 1 000 Hz	0,16 %
● à 10 000 Hz	0,20 %
BANDE PASSANTE à – 3 dB	
A demi-puissance	10 Hz à 80 000 Hz
EFFICACITE DES CORRECTIONS	
● Grave	+ 10 dB à 100 Hz, – 10 dB à 100 Hz
● Aigu	+ 11 dB, – 11 dB à 10 000 Hz
● Loudness	+ 7 dB à 100 Hz, + 5 dB à 10 000 Hz.



Réponse en puissance
Distorsion

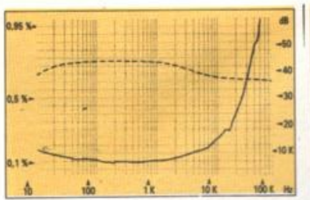


Correction de tonalité
Loudness

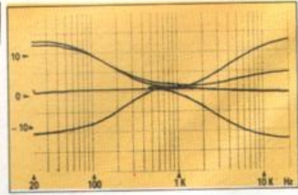
NOUS AVONS MESURE :

DUAL CV-1280

PUISSANCE	
Maximale à 1 000 Hz sur 8 Ω (DIN)	2 × 70 W
Maximale à 1 000 Hz sur 4 Ω (DIN)	2 × 78 W
Nominale, entre 20 et 20 000 Hz pour DHT inférieure à 0,1 % (FTC)	2 × 70 W (donnée constructeur).
DISTORSION HARMONIQUE	
A demi-puissance :	
● à 1 000 Hz	0,1 %
● à 10 000 Hz	0,25 %
BANDE PASSANTE à – 3 dB	
A demi-puissance	20 Hz à 20 000 Hz
EFFICACITE DES CORRECTIONS	
● Grave	+ 10, – 8 dB à 100 Hz
● Aigu	+ 12, – 12 dB à 10 000 Hz
● Loudness	+ 9 dB à 100 Hz, + 4 dB à 10 000 Hz.



Réponse en puissance
Distorsion

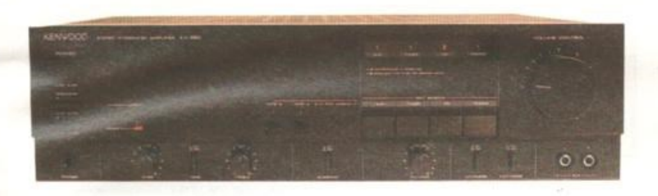


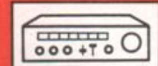
Correction de tonalité
Loudness



KENWOOD KA-660

C'est le début de la gamme des amplis Kenwood destinés à la composition de chaînes en éléments séparés. Vu par l'autre extrémité, c'est aussi l'aboutissement, sur un matériel abordable, d'une idée appliquée avec succès au haut de gamme : le système Sigma Drive. Il s'agit d'un réseau de contre-réaction qui englobe la totalité des éléments perturbateurs sur le trajet du signal : inductance et relais de sortie, etc. Utilisé conjointement à une alimentation généreuse, le Sigma Drive permet d'atteindre un facteur d'amortissement de 1 000. A l'écoute, cela s'entend surtout par une tenue du registre grave exceptionnelle, et ce sur tous les types d'enceintes possibles et imaginables : celles un peu molles (amorties) ou exubérantes (bass reflex mal calculés). Autres points forts : excellent comportement sur faibles impédances ; entrée auxiliaire/vidéo en face avant ; tonalités débrayables et sélecteur pour deux paires d'enceintes.

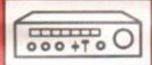




LUXMAN LV-102

Déclinaison logique de la gamme « Brid », inaugurée par les célèbres LV-103 et LV-105 (à tubes et Mos Fet), le LV-102 offre une puissance équivalente à celle du 103, et des possibilités d'exploitations identiques. Le prix, lui, situe l'objet dans un créneau plus abordable – les tubes, cela se paie – mais justifie la présence de quelques petits raffinements bienvenus : commutations par deux sources vidéo, copie audio dans les deux sens, entrée pour cellule à bobines mobiles, filtre subsonique et « Sound Enhancer ». Ce dernier dispositif permet de choisir entre trois ambiances sonores : l'écoute en douce, pour la nuit (position Midnight), celle aux dimensions d'un concert (AV1), ou encore plus spectaculaire pour les films en vidéo (AV2). Pour les mélomanes purs et durs, une entrée CD direct a été aménagée. Il y en a pour tous les goûts, avec ce LV-102 !

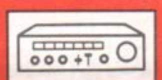




MARANTZ PM-54 MKII

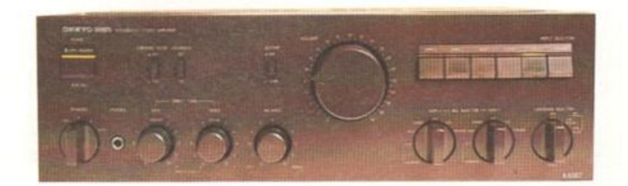
Comme le suffixe l'indique, il s'agit de la seconde version d'un certain PM-54, déjà fort bien accueilli dans le milieu audiophile. Cette version a acquis la technologie des modèles supérieurs (PM-64, 84, 94) dont le dispositif AVSS (Automatic Voltage Shift Supply). Il s'agit d'une double alimentation, dont celle de plus haute tension est appliquée aux circuits amplificateurs lorsque cela est nécessaire (pointes de dynamique). Tous les composants de cet ampli ont été sélectionnés selon leur qualité sonore et les condensateurs fabriqués exclusivement pour Marantz selon de strictes spécifications. L'exploitation en est complète : sept sources peuvent être sélectionnées (dont un CD, un phono MC, bornes plaquées or...) et deux magnétophones avec copie bidirectionnelle. Sorties pour deux paires d'enceintes à bornes de fort calibre, à vis.





ONKYO A-8057

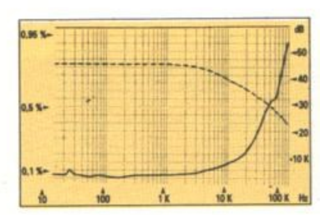
Voici un intégré très complet, abordable, et qui possède lui aussi quelques sérieux arguments : circuits de sortie « Real Phase » qui compensent les déphasages occasionnés par les enceintes acoustiques ; alimentation Delta à faible impédance interne qui offre un surcroît de dynamique de 10 dB (sur les crêtes passagères), et un bruit résiduel très faible dans les pianissimi ; enfin la contre-réaction par Super Servo destinée à réduire les distorsions à néant. Côté connexions, c'est une affaire : trois possibilités sont offertes pour les cellules phonographiques. Le meilleur : un double sélecteur d'enregistrement (un pour chaque magnétophone !) repousse les limites d'exploitation de ce matériel. Et le son, là-dedans ? C'est du fin, du bon, à écouter attentivement. Autres points forts : sélecteur pour deux paires d'enceintes ; entrée phono bobines mobiles ; filtre subsonique bien calibré.

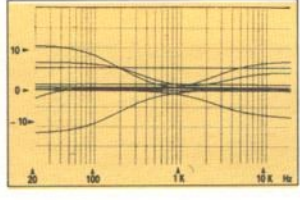


NOUS AVONS MESURE :

LUXMAN LV-102

PUISSANCE	
Maximale à 1 000 Hz sur 8 Ω (DIN)	2 × 84 W
Maximale à 1 000 Hz sur 4 Ω (DIN)	2 × 50 W
Nominale, entre 20 et 20 000 Hz pour DHT inférieure à 0,1 % (FTC)	2 × 50 W (donnée constructeur).
DISTORSION HARMONIQUE	
A demi-puissance :	
● à 1 000 Hz	0,07 %
● à 10 000 Hz	0,15 %
BANDE PASSANTE à – 3 dB	
A demi-puissance	10 Hz à 20 000 Hz
EFFICACITE DES CORRECTIONS	
● Grave	+ 8, – 9 dB à 100 Hz
● Aigu	+ 7, – 7 dB à 10 000 Hz
● Loudness	+ 6 dB à 100 Hz, + 4 dB à 10 000 Hz.

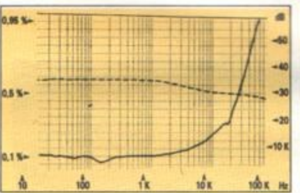

Réponse en puissance
Distorsion

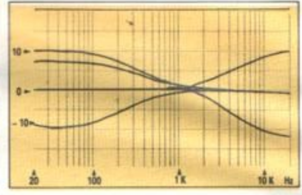

Correction de tonalité
Loudness

NOUS AVONS MESURE :

KENWOOD KA - 660

PUISSANCE	
Maximale à 1 000 Hz sur 8 Ω (DIN)	2 × 77 W
Maximale à 1 000 Hz sur 4 Ω (DIN)	2 × 115 W
Nominale, entre 20 et 20 000 Hz pour DHT inférieure à 0,1 % (FTC)	2 × 60 W (donnée constructeur).
DISTORSION HARMONIQUE	
A demi-puissance :	
● à 1 000 Hz	0,1 %
● à 10 000 Hz	0,24 %
BANDE PASSANTE à – 3 dB	
A demi-puissance	10 Hz à 40 000 Hz
EFFICACITE DES CORRECTIONS	
● Grave	+ 9, – 8 dB à 100 Hz
● Aigu	+ 8, – 10 dB à 10 000 Hz
● Loudness	+ 7 dB à 100 Hz.

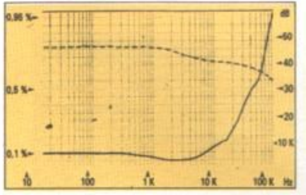

Réponse en puissance
Distorsion

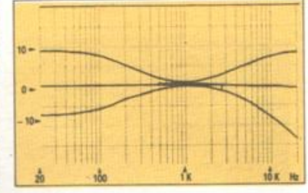

Correction de tonalité
Loudness

NOUS AVONS MESURE :

ONKYO A-8057

PUISSANCE	
Maximale à 1 000 Hz sur 8 Ω (DIN)	2 × 83 W
Maximale à 1 000 Hz sur 4 Ω (DIN)	2 × 102 W
Nominale, entre 20 et 20 000 Hz pour DHT inférieure à 0,1 % (FTC)	2 × 70 W (donnée constructeur).
DISTORSION HARMONIQUE	
A demi-puissance :	
● à 1 000 Hz	0,07 %
● à 10 000 Hz	0,13 %
BANDE PASSANTE à – 3 dB	
A demi-puissance	10 Hz à 20 000 Hz
EFFICACITE DES CORRECTIONS	
● Grave	+ 7, – 6 dB à 100 Hz
● Aigu	+ 7, – 8 dB à 10 000 Hz.
● Loudness	–

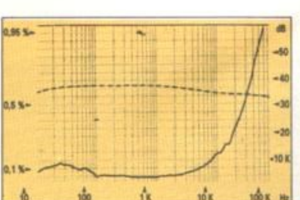

Réponse en puissance
Distorsion

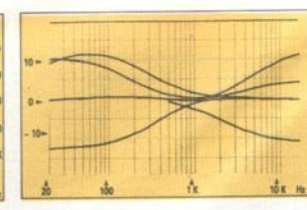

Correction de tonalité

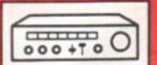
NOUS AVONS MESURE :

MARANTZ PM-54 MKII

PUISSANCE	
Maximale à 1 000 Hz sur 8 Ω (DIN)	2 × 80 W
Maximale à 1 000 Hz sur 4 Ω (DIN)	2 × 97 W
Nominale, entre 20 et 20 000 Hz pour DHT inférieure à 0,1 % (FTC)	2 × 70 W (donnée constructeur).
DISTORSION HARMONIQUE	
A demi-puissance :	
● à 1 000 Hz	0,05 %
● à 10 000 Hz	0,18 %
BANDE PASSANTE à – 3 dB	
A demi-puissance	10 Hz à 40 000 Hz
EFFICACITE DES CORRECTIONS	
● Grave	+ 11, – 11 dB à 100 Hz
● Aigu	+ 9, – 11 dB à 10 000 Hz
● Loudness	+ 7 dB à 100 Hz, + 4 dB à 10 000 Hz.


Réponse en puissance
Distorsion

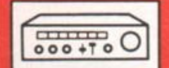

Correction de tonalité
Loudness



PIONEER A-66

Tout comme beaucoup de ses concurrents, le A-66X est une « déclinaison » de gamme, en l'occurrence celle des A-88 et A-77 de la marque. L'idée maîtresse ayant présidé à la conception de ces produits est celle des alimentations multiples. Chaque amplificateur de sortie possède la sienne qui lui est propre. Les étages intermédiaires recoivent leur énergie par un circuit séparé, tout comme les préamplificateurs phonographiques. Ainsi, les interactions entre étages d'amplification et entre canaux stéréo sont amoindries dans de fortes proportions. Le résultat de telles précautions doit apparaître dans une dynamique accrue et une stabilité meilleure de l'image stéréophonique. Quelques repères d'exploitation : deux magnétophones, trois entrées auxiliaires (parfait), préampli pour phono à bobines mobiles, tonalités débrayables et sorties pour deux groupes d'enceintes. Prises secteur supplémentaires en face arrière (rare).





SANSUI AU-G55X

Cet ampli a été conçu autour d'une idée nouvelle de Sansui, baptisée « Ampli à déviation horizontale compensée ». Cette technique permet de rendre les circuit insensibles aux variations de courant, quelle que soit la puissance appliquée aux enceintes acoustiques. La réserve de dynamique acquise par cette méthode (et par un dimensionnement correct de l'alimentation !) permet d'atteindre des puissances de l'ordre de 2 × 180 W sur 2 Ω, en régime impulsionnel, bien sûr. Une section de préampli polyvalente (à quelques commutations vidéo près...) vient complèter cette belle réalisation, destinée à un public essentiellement « audiophile ». Lequel y trouvera une entrée phono pour bobines mobiles, un sélecteur de sources pour l'enregistrement (avec copie dans les deux sens), deux groupes de sorties pour enceintes munies de bornes à vis pour les « gros calibres ». Pour les puristes : tonalités débrayables et extinction des feux du joli crête-mètre.

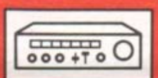




TECHNICS SU-V60

Un matériel très récent, dérivé de l'ampli SE-A100 et du préampli SU-A200, dont les prototypes avaient été présentés au Festival du son de 1986. Le SU-V60 reprend l'idée de l'amplification VC-4 et de la classe AA. Pour être plus clair, il s'agit là aussi d'une technique visant à immuniser les premiers étages d'amplification contre les effets musicalement pervers de retours de tension générés par les haut-parleurs. Pour le reste, c'est un 2 × 80 W à réserve de puissance confortable : 2 × 130 W sur 4 Ω en régime impulsionnel. Les capacités d'exploitation en sont suffisantes, six entrées et sources d'enregistrement, plus une commutation « CD direct » et deux groupes de sorties pour haut-parleurs. Un jeu de prises, shuntées par cavaliers, permet le branchement d'un processeur extérieur. L'entrée phono accepte les modèles à bobines mobiles.





YAMAHA A-520

Ici, on affiche directement le programme : Natural Sound et Zero Distorsion Rule Amplification ! Ça promet. Il faut dire que Yamaha s'est imposé, depuis longtemps, de concilier performances chiffrées et musicalité, et à réussi dans ce sens, en particulier avec ses amplis et ses récepteurs MF. Le procédé ZDRA consiste, au moyen d'une contre-réaction locale, à diminuer, si ce n'est annuler, les distorsions engendrées par les transistors de sortie. Les points forts du A-520 : un réglage de compensation physiologique (Loudness) très bien conçu, dont l'effet est continûment ajustable par l'utilisateur, indépendamment du volume d'écoute ; un sélecteur d'entrées et de sources d'enregistrement complet et sans lacune ; le débrayage des corrections de tonalité et deux groupes de sorties haut-parleurs.

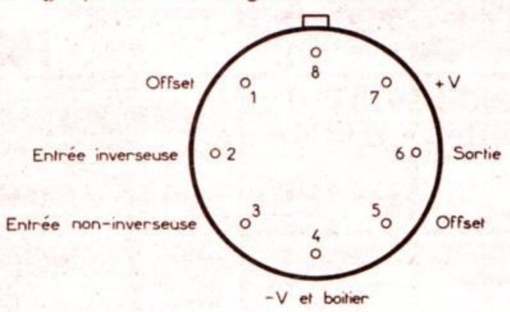


NOTRE COURRIER TECHNIQUE

Suite de la page 84

RR – 08.06-F : M. Paul VERRIERE, 57 FORBACH, désire connaître les caractéristiques et les brochages des circuits intégrés TDB 0155, FJJ 121, FJJ 131 et FJH 121.

1° TDB 0155 : amplificateur opérationnel à étages d'entrée à transistors FET ; alimentation = ± 15 V typ., ± 18 V max. ; tension d'entrée = ± 16 V max. ; Pd = 500 mW ; équilibrage ou offset = 3 mV 3 pA ; polar. = 30 pA ; impédance différentielle d'entrée = $10^{12}\,\Omega$; amplification en tension = 200 V/mV ; dynamique de sortie = ± 12 V ; tensions d'entrée limite = + 15,1 V à – 12 V ; taux de réjection en mode commun = 100 dB ; intensité d'alimentation = 5 à 7 mA ; produit gain bande = 2,5 MHz ; capacité d'entrées = 3 pF. Deux brochages possibles : voir figure RR-08.06.



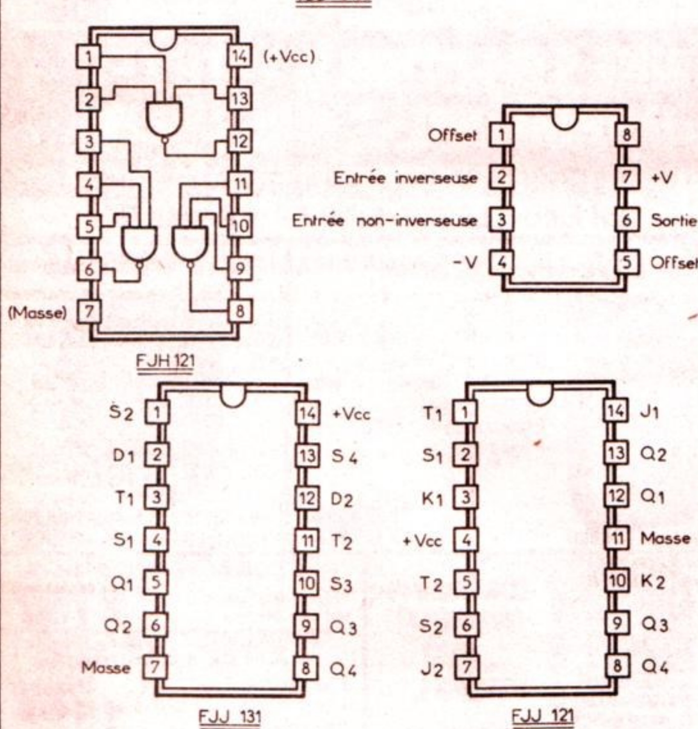


Fig. RR – 08.06

2° FJJ 121 (SN 7473) : double bascule JK maître-esclave.
FJJ 131 (SN 7474) : double bascule D.
FJH 121 (SN 7410) : triple porte ET – NON.
Brochages et correspondances des pattes, voir figure RR-08.06.
Caractéristiques générales communes : alimentation = 5 V ± 5 % ; gamme de température de 0 à 75 °C ; délai de propagation = 13 ns ; puissance consommée = 10 mW ; sortance = 10 ; immunité statique = 1 V.

Suite page 88

Suite de la page 86

RR – 08.07 : M. Christian DEMONT, 78 CHAMBOURCY :
1° désire des renseignements complémentaires au sujet du testeur de semi-conducteurs décrit dans notre numéro 1636, page 240 ;
2° recherche des schémas de « talk over ».

1° Concernant le montage de testeur de semi-conducteurs décrit dans notre numéro 1636, page 240 :
a) L'alimentation se fait sous ± 9 V, c'est-à-dire sous 18 V, ou si vous préférez deux piles de 9 V reliées en série. La ligne 0 aboutit au point milieu de cette alimentation symétrique (point de jonction entre les piles).
b) Sur la figure 5, en rose, page 242, la LED notée L2 doit être inversée (cathode sur la piste où aboutit R4).
c) L'inverseur Io (fig. 3) détermine un courant de base faible en B et plus important en A.
d) Sur cette même figure, l'inverseur PNP/NPN aurait dû être représenté en position NPN puisque le transistor en essai est précisément un NPN.
2° En ce qui concerne le schéma d'un « talk over » (ou fader automatique), nous vous prions de bien vouloir vous reporter à nos publications suivantes :
Electronique Pratique *nos 28, 32 et 62.*
Haut-Parleur *n° 1717 (p.67).*
Nous ne vous dissimulerons cependant pas que de tels montages sont parfois délicats et difficiles à insérer sur certaines tables de mixage commerciales non prévues à l'origine pour cela ; c'est à vous de juger.

RR – 08.08-F : M. Roland SELVY, 65 TARBES :
1° nous entretient d'un téléviseur qu'il se propose de modifier ;
2° désire connaître les caractéristiques et brochages des circuits intégrés TL 022 CP et TL 044 CN.

1° Comme nous avons eu l'occasion de l'écrire maintes et maintes fois dans notre rubrique « Courrier technique », toutes transformations, modifications, adjonctions, etc., sont pratiquement impossibles *sur les appareils modernes (quels qu'ils soient) conçus avec circuits intégrés sur cartes en circuits imprimés, s'ils n'ont pas été prévus à l'origine pour cela.*

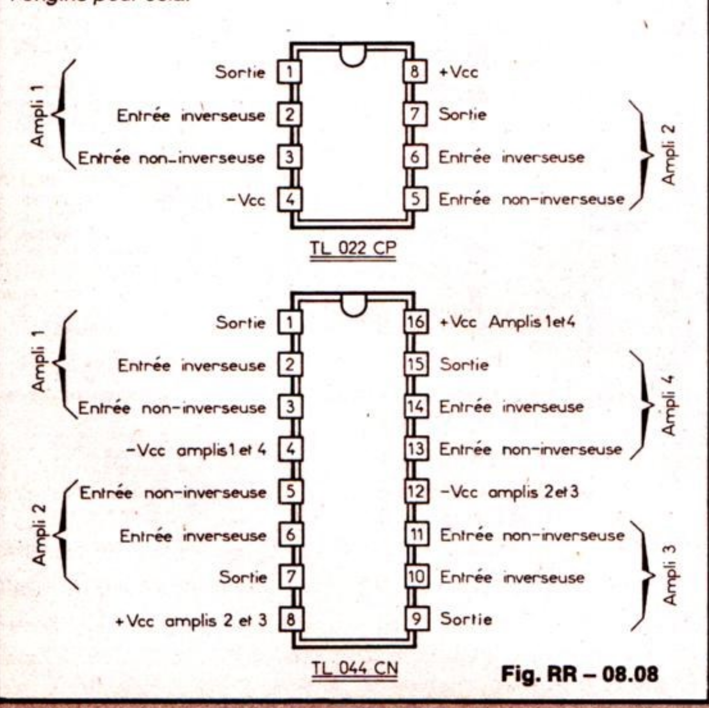


Fig. RR – 08.08

Les modifications à apporter sont impossibles à effectuer correctement sans prendre le risque de tout détériorer ! C'est le plus sage conseil que nous pouvons vous donner...
2° TL 022 CP : *Double amplificateur opérationnel (Texas). Pd = 680 mW. Alimentation ± 15 V. Offset = 1 mV 15 nA ; polar. = 100 nA ; tension d'entrée max. = ± 13 V ; sortie max. = 26 V sur 10 kΩ ; gain en tension = 70 à 80 dB ; largeur de bande = 0,5 MHz ; courant de sortie en court-circuit = ± 6 mA.*
TL 044 CN : *Mêmes caractéristiques électriques que le précédent circuit, mais le boîtier comporte quatre amplis OP.*
Brochages : Voir figure RR-08.08.

RR – 08.09 : M. Jean-Pierre ADAM, 37 DESCARTS, nous demande :
1° si l'on peut remplacer un TAA 611 par un TBA 820 ;
2° si l'on peut utiliser deux interphones avec TAA 611 (ou TBA 820) à chaque extrémité d'une même ligne bifilaire ;
3° s'il existe un moyen sûr pour détecter la présence de microphones-espions.

1° Il est bien évident que l'on ne peut pas remplacer impunément un circuit intégré TAA 611 par un TBA 820...
Le câblage correct d'un TBA 820 avec ses composants extérieurs a été représenté à la page 276 du numéro 1644, auquel nous vous prions de bien vouloir vous reporter.
2° On ne peut pas monter deux postes identiques aux extrémités de la ligne avec une installation d'interphone de ce genre. Il faut nécessairement (à une extrémité) le poste principal (directeur et amplificateur), et à l'autre extrémité, le poste secondaire (haut-parleur seul).
3° Il n'y a pas de moyens valables pour détecter la présence de microphones-espions soigneusement dissimulés. Par contre, s'il s'agit de microphones-émetteurs, il suffit de posséder un récepteur-scanner balayant toutes les bandes de fréquences susceptibles d'être utilisées par le ou les microphones-émetteurs, ledit récepteur étant tout de même placé dans un environnement relativement proche.

RR – 08.11-F : M. Fernand MOREL, 03 VICHY, sollicite des renseignements au sujet du circuit intégré SN 74195.

Le circuit intégré SN 74195 est un registre à décalage parallèle synchrone 4 bits à entrée JK... Il ne s'agit donc pas d'un compteur. Son brochage vous est indiqué sur la figure RR-08.11.

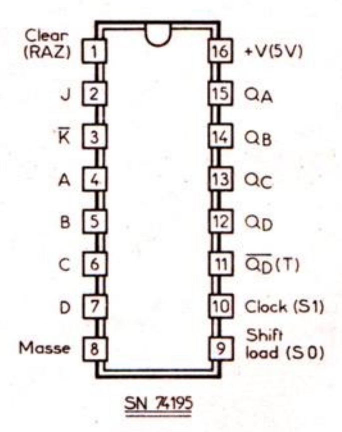


Fig. RR – 08.11

Pour plus de détails, vous pouvez aussi vous reporter à notre revue Radio-Plans *n° 431, page 59 : type 74 HC 195 qui est semblable, mais en technologie MOS, avec un délai de propagation moindre (plus rapide).*

MISE AU POINT DES ANTENNES

Nous avons donné dans ces pages de nombreuses descriptions d'antennes, et en particulier d'antennes directives par la vertu de l'adjonction d'un ou plusieurs éléments parasites (antennes Beam, Quad, ZL spéciale, etc.). Et comme toutes les descriptions ont fait l'objet de notre part soit de référence à des constructeurs réputés pour leur sérieux, soit le plus souvent de mise au point personnelle, nous avons pu donner de manière autorisée des grandeurs précises : diamètre des éléments ou du fil, longueur des brins, nombre de tours, etc., qui nous ont donné les résultats les meilleurs. Ce qui veut dire que tout autre que nous-même qui emploiera les mêmes moyens doit atteindre les mêmes performances. Et c'est tout à fait exact. Combien de fois des lecteurs nous ont écrit pour nous remercier de la précision des données qui leur ont permis de réaliser une antenne sans autres instruments qu'un mètre, une scie et un tournevis, et de trouver, en fin d'exercice, la performance escomptée, dans la mesure où les conditions d'utilisation sont identiques. Disposant d'un pylône téléscopique de 12 mètres, tous nos essais sont effectués à cette distance du sol, avec un dégagement convenable dans toutes les directions. Il est évident que si la hauteur est différente, et, en particulier, sensiblement moindre, il serait judicieux d'apporter quelques retouches et d'affiner les réglages.

Cette opération importante se divise en deux temps : ajustement pour un rapport avant/arrière le meilleur possible avec gain avant maximum et adaptation de la ligne d'alimentation à l'antenne. C'est cette technique de mise au point précise que nous allons développer.

Dans un premier temps, il faut disposer d'un émetteur de faible puissance, qui peut être un oscillateur à quartz suivi d'un étage tampon (quelques watts suffisent). Ce générateur, de fréquence connue et stable, choisie sur le centre de la bande que l'on se propose d'utiliser prioritairement, alimente un dipôle situé à la même hauteur et dans le même plan que l'antenne à régler. Un mesureur de champ est branché au point d'alimentation de celle-ci, et les deux aériens (émetteur et mesureur de champ) sont disposés face à face et parallèlement l'un à l'autre, de manière à obtenir la meilleure lecture possible, à partir de laquelle seront mieux appréciées les variations de champ, en plus ou en moins. C'est alors que commence la mise au point de l'antenne. La première manipulation, qui portera sur le réflecteur, consiste – les éléments étant supposés téléscopiques et aisément ajustables à leurs extrémités – à allonger (ou à raccourcir) celui-ci en agissant symétriquement jusqu'à obtenir la meilleure lecture de l'indicateur de champ. Si l'antenne comporte un directeur, on fera de même, jusqu'à obtenir un nouveau maximum ; même chose s'il y en a plusieurs (fig. 1).

Deuxième temps : sans modifier la position du dipôle de l'émetteur, on tournera l'antenne de 180° et on cherchera, en agissant sur le réflecteur puis sur le directeur, à obtenir le meilleur rapport avant-arrière. Il ne faut pas se dissimuler que chaque modification de l'un réagit sur l'accord de l'autre, d'où la nécessité de revenir chaque fois sur chaque élément alternativement. Avec un peu de patience, on arrive au résultat cherché qui concilie le gain avant et le rapport avant/arrière. La méthode ne s'applique pas qu'aux antennes de type Yagi, à éléments tubulaires, mais également aux antennes de type Quad, si populaires parmi les radioamateurs. Le réglage est même encore plus simple puisque les antennes de type boucle fermée peuvent être munies d'une courte partie repliée, en forme de ligne à fils parallèles nus sur laquelle on peut faire glisser un court-circuit (fig. 2).

La deuxième partie de l'opération concerne l'adaptation du dipôle radiateur. Elle ne doit intervenir qu'à ce moment. L'auxiliaire indispensable est le dip-mètre qui sera couplé au centre par une petite boucle. Dans un premier temps on déterminera la fréquence de résonance en écoutant sur un récepteur étalonné l'émission du dip-mètre. De là, on déterminera s'il y a lieu d'allonger ou de raccourcir le brin (ou le cadre) rayonnant afin de l'amener à résonner sur la fréquence choisie, c'est-à-dire, la plupart du temps, au milieu de la bande phonie (14,2 MHz sur 20 m, 21,2 MHz sur 15 m et 28,6 MHz sur 10 m). Il est évident que les amateurs qui pratiquent exclusivement la télégraphie se positionneront en bas de bande (14,05 MHz sur 20 m, 21,1 MHz sur 15 m et 28,1 MHz sur 10 m), c'est-à-dire sensiblement au milieu de la bande réservée à ce mode de trafic. Si la compression nécessaire pour trouver la résonance est faible, il est probable que la réaction sur les autres brins sera également très faible, voire nulle. Mais si, au contraire, il a fallu allonger ou réduire notablement la longueur du dipôle, alors, sans aucun doute, il faudra reprendre la première manipulation et rétablir gain avant et rapport avant/arrière maximum. Autrement dit, pour obtenir un résultat optimal, il faut partir du principe que tous les réglages réagissent sur l'efficacité et la résonance des autres éléments et revenir plusieurs fois sur les mêmes étapes pour obtenir le « fin du fin ». Lorsque ce résultat est atteint, il faut adapter correctement le câble d'alimentation à l'antenne. Nous supposerons que ce câble est du type coaxial, ce qui est presque toujours le cas, pour une foule de raisons. En dehors de l'utilisation indispensable d'un système dissymétrique-symétrique de type commercial (Balun), nous préconisons toujours l'attaque en Gamma-match. C'est un symétriseur naturel sur lequel on peut effectuer tous les réglages que l'on veut, c'est pourquoi nous ne préconisons pas plus

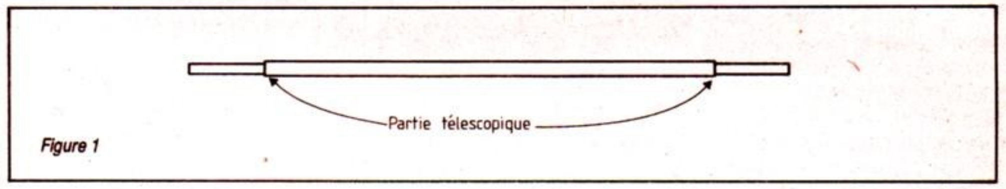


Figure 1

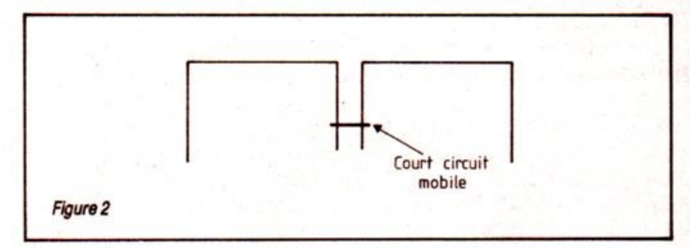


Figure 2

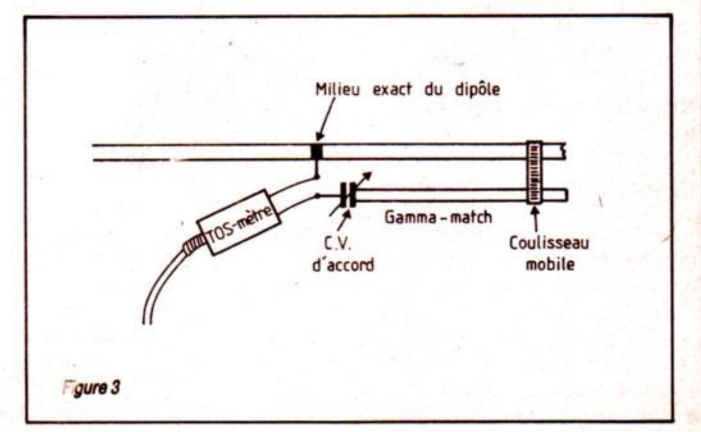


Figure 3

un câble de 75 Ω que de 50 Ω étant donné qu'il s'adapte aux deux. C'est une question de quelques centimètres en plus ou en moins (fig. 3).
Pour cette troisième manipulation, nous utiliserons un TOS-mètre, connecté en sortie, aux lieu et place du câble, et, à l'entrée, au câble choisi, lequel sera réuni à l'émetteur de faible puissance utilisé précédemment. Les points sur lesquels il est possible d'intervenir sont : la capacité d'accord du Gamma-match et sa longueur déterminée par la position d'un coulisseau mobile qui glisse simultanément sur les deux tubes à frottement assez dur pour assurer un contact suffisant. En appliquant la faible puissance de l'émetteur d'essais, le TOS-mètre en position directe va dévier franchement. Ira-t-il jusqu'en bout d'échelle ? Tout dépend de la puissance appliquée et de la fréquence de travail. En effet, plus la fréquence de travail est basse, plus il faudra de puissance pour une déviation complète de l'appareil de mesure. Mais cela n'a que peu d'importance. En position « Réfléchi », on observera une lecture différente, probablement beaucoup plus faible, ce qui est bon signe et doit être amélioré de la manière suivante :
1° Faire glisser le coulisseau, dans un sens ou dans l'autre, pour allonger ou au contraire raccourcir le système d'adaptation en se rappelant que plus on s'éloigne du centre du brin, plus l'impédance augmente ; on s'arrêtera au point qui correspond au minimum d'énergie réfléchie.
2° Ajuster le condensateur variable-série pour un minimum encore plus marqué qui s'approche le plus possible de l'unité. Revenir alternativement au coulisseau et au réglage du condensateur variable pour obtenir le réglage le plus fin possible qui permet d'obtenir un T.O.S. pratiquement de 1/1.
Au moment de hisser l'antenne sur son mât – car les essais effectués à 3 mètres au-dessus du sol ont l'avantage d'une bonne accessibilité à partir du sol, au moyen d'un escabeau –, on raccordera directement le câble à l'antenne et on vérifiera que les effets des réglages sont conservés à 12 mètres du sol.
Quant à la capacité d'accord, c'est elle qui pose un problème car, autant il est facile de faire des modifications sur un condensateur variable, autant il est difficile d'imaginer de le conserver à demeure sur l'antenne à moins de lui trouver une protection efficace contre l'humidité par un boîtier plastique étanche, ce qui n'est pas aussi évident qu'il y paraît.
Pour notre part, nous préférons une solution plus pratique à laquelle nous ne trouvons que des avantages, c'est le remplacement du condensateur variable par une capacité fixe au *mica* de même valeur ou d'une valeur très proche. Une fois la mise au point terminée, déconnecter avec soin le condensateur variable de l'antenne et le mesurer au capacimètre de manière à le remplacer par une capacité fixe de valeur le plus proche possible.
A titre indicatif, nous avons pu observer que la capacité-série est de l'ordre de 8 pF environ par mètre de longueur d'onde, ce qui donne 80-90 pF pour 28 MHz, 120 pF pour 21 MHz, 160 à 170 pF pour 14 MHz.
On peut toujours mettre en parallèle (ou en série) des valeurs normalisées pour s'approcher au plus près de la valeur qui donne le TOS optimum, par exemple 56 pF + 22 ou 33 pF pour 80 ou 90 pF ; 100 + 22 pour 120 pF ; 100 + 56 ou 100 + 68 pour 160 à 170 pF.
On prendra la précaution de trouver un bon support à cette capacité de manière à ce qu'elle ne soit soumise à aucune contrainte mécanique et on l'enrobera finalement de deux couches d'Araldite afin de la protéger des intempéries, de manière définitive.
Voilà exposée une méthode de réglage d'antenne qui ne conduit qu'à de bons résultats et ne demande qu'un peu de temps et de soin. Mais la satisfaction est au bout du chemin.

Robert PIAT (F3XY)

PUBLICATIONS RADIOELECTRIQUES ET SCIENTIFIQUES

Société Anonyme au capital de 300 000 F.
Siège social : 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.
Création : 1926.
Durée : 60 + 99 ans.
Président-directeur général, directeur de la publication : A. Lamer. **Rédacteur en chef** : André Joly. **Actionnaires** : Sté française d'Editions et de Publications illustrées. Publications Georges Ventillard, M. J.-P. Ventillard.
Tirage moyen 1984 : 111 020. **Diffusion moyenne 1984** : 69 589. **Chiffre d'affaires 1984 des Publications radioélectriques et scientifiques** : 65 253 938 F.

CONSTRUISEZ VOTRE TRANSVERTER 27-432 MHz

Ce deuxième montage (voir n° 1727, avril 1986) va nous permettre d'accéder à la bande 430 MHz à partir du même transceiver 27 MHz que nous avons utilisé précédemment. Il serait possible d'inclure les deux circuits imprimés dans un seul boîtier, avec une commutation de transverter. Pour notre compte, nous avons préféré opérer avec deux boîtiers séparés, tous les deux réalisés en époxy double-face, coupé au massicot et soudé afin de réaliser un montage à la taille minimum.

Les modes de fonctionnement et de construction sont identiques à ceux du transverter 144/27 MHz, et l'on voudra bien s'y reporter pour les détails et les précautions de construction.

Nous tenons cependant à avertir le lecteur que la réalisation de ce transverter 430 MHz demande plus de soin quant à l'alignement final que le 144 MHz, et que ceux qui n'ont pas une bonne habitude des réglages VHF/UHF auront tout intérêt à « se faire la main » sur le premier modèle ! Pas question non plus de partir sans le moindre appareil de mesure ; le fréquencemètre 500 MHz est le strict minimum. La plupart des bobinages sont réduits à leur simple expression : un morceau de cuivre en « ligne ». Les condensateurs ajustables ne se manient plus par demi-tours... mais au millimètre. La qualité des découplages, essentielle sur les autres bandes inférieures, devient capitale à ces fréquences très hautes (on parle de Ultra Hight Frequency : UHF).

Nous ne redonnons pas les schémas des montages annexes tels que générateur 1 750 Hz, Vox HF et commutation « Relais/Direct » : se reporter au n° 1 727 d'avril 1986.

Le fait d'opérer en UHF ne nous a pas permis de conserver strictement le même circuit imprimé. L'implantation globale est restée identique, cependant, ainsi que la dimension de 135 × 180 (fig. 1, 2, 3).

1. OSCILLATEUR LOCAL

Il comporte trois étages T_3, T_4, T_5. Comme dans tout le reste du montage, il convient d'utiliser les transistors préconisés sous peine de dysfonctionnement : T_3 est un 2N 918, T_4 un BFY90, T_5 un BFR96.

Le découplage C_{47} de la self L_6 est une capacité chip de 330 pF.

C_{23} et C_{26} sont des ajustables à deux picots 1,5/6 pF.

Le soin dans la réalisation des selfs et leur dimensionnement est primordial :

L_5 : 7 spires sur mandrin dia./5 mm, avec noyau.

$L_6 = L_7$: 3 spires, en l'air, fil argenté 5/10, dia./int./5 mm.

L_8 : self d'arrêt HF, 8 spires fil émaillé 3/10 mm, dia./int./2,5 mm.

L_9 : ligne cuivre, fil 10/10, longueur 30 mm (partie droite horizontale), distance au circuit imprimé : 4 mm (voir schéma).

Prise pour 6,8 pF à 8 mm du coude, point chaud.

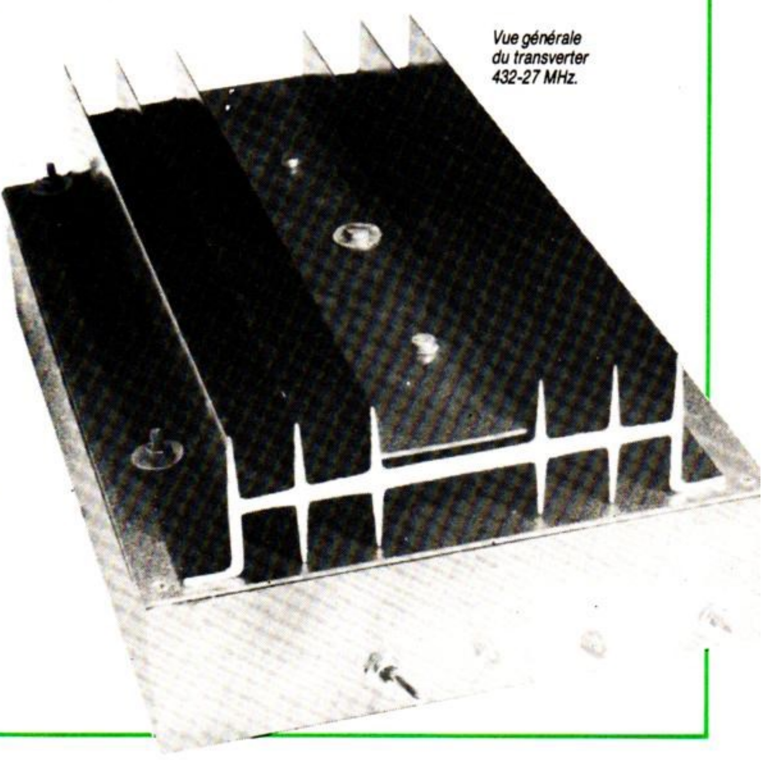
Prise 47 pF à 8 mm du coude, point froid.

Le transistor T_4, BFY90, comporte obligatoirement un petit radiateur.

Les diodes de commutation de Q_1 et Q_2 sont des BA243.

C'est par l'ajustement en fréquence et en niveau de l'oscillateur local que l'on commencera les réglages du transverter. Contrôler le bon accord avec un fréquencemètre numérique.

L'analyseur de spectre est évidemment idéal dans cette fonction.



Vue générale du transverter 432-27 MHz.

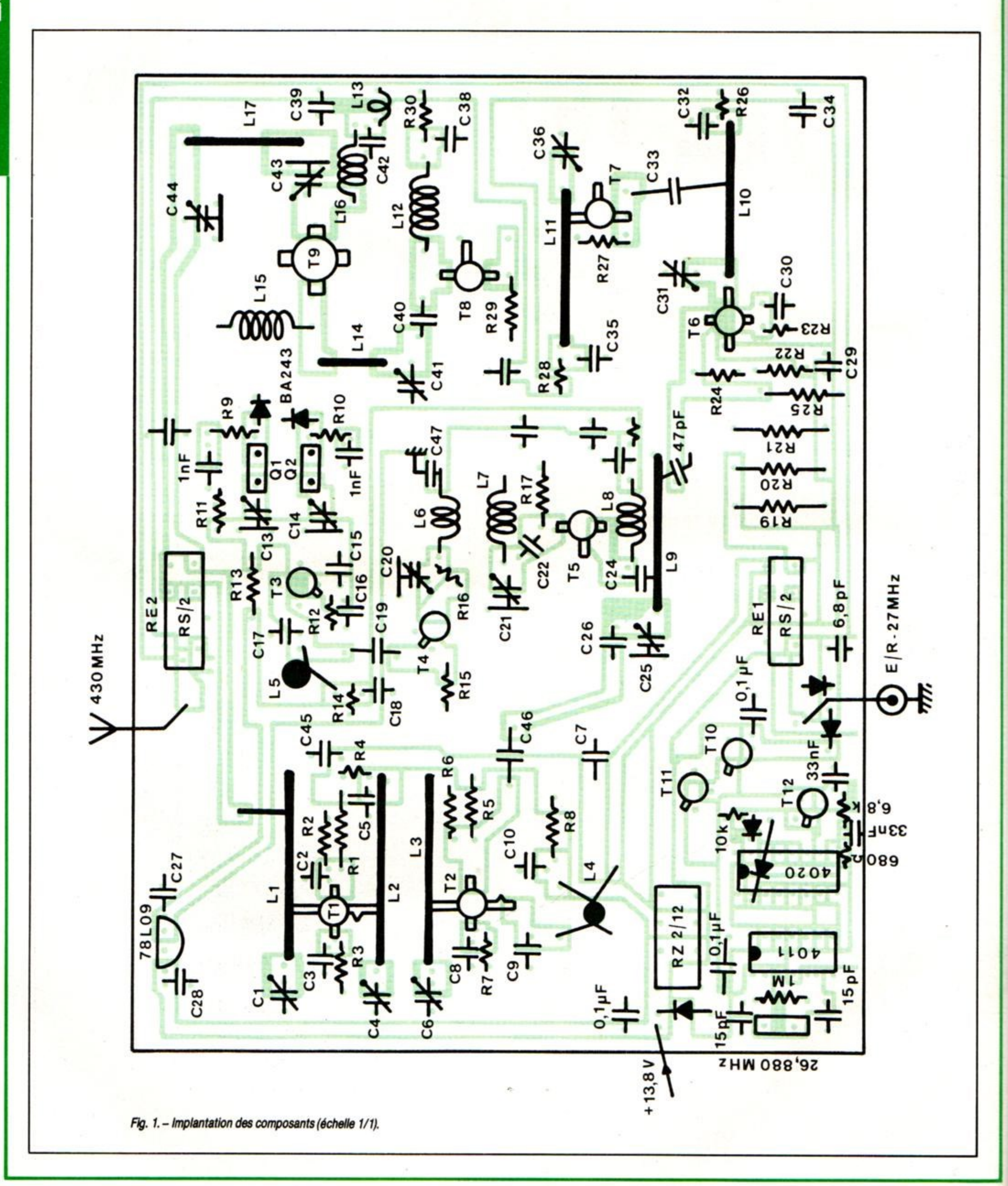


Fig. 1. – Implantation des composants (échelle 1/1).

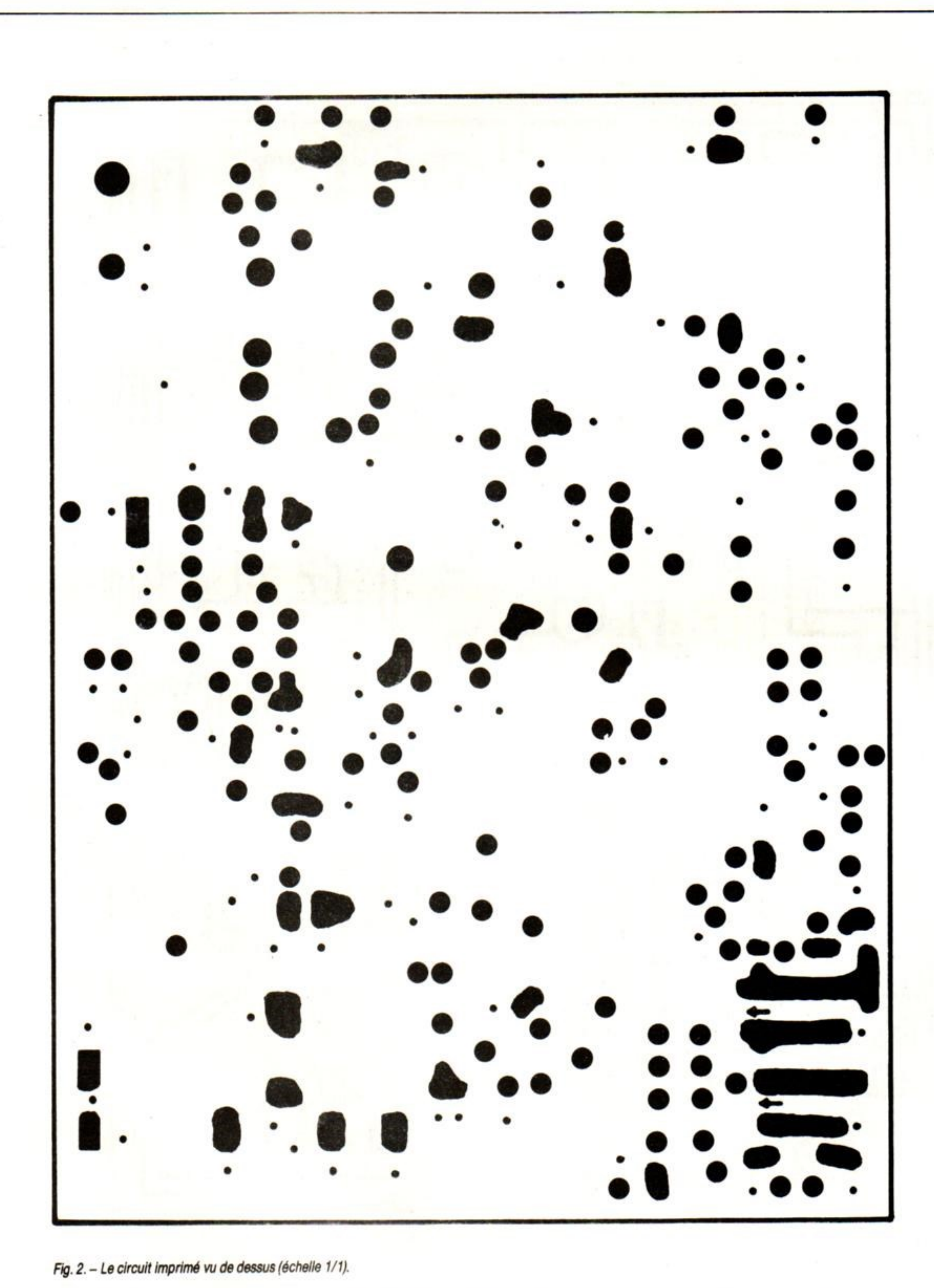


Fig. 2. – Le circuit imprimé vu de dessus (échelle 1/1).

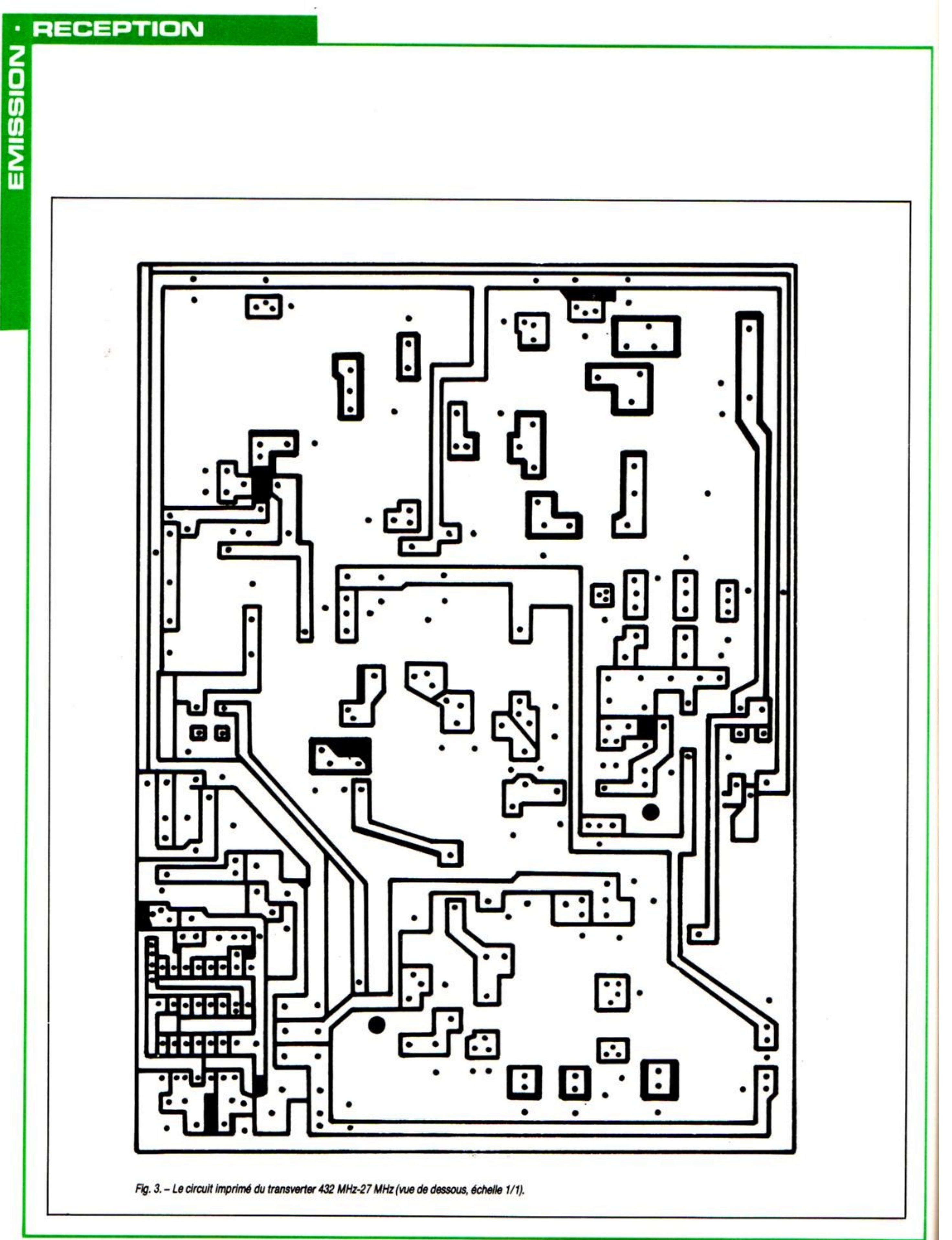


Fig. 3. – Le circuit imprimé du transverter 432 MHz-27 MHz (vue de dessous, échelle 1/1).

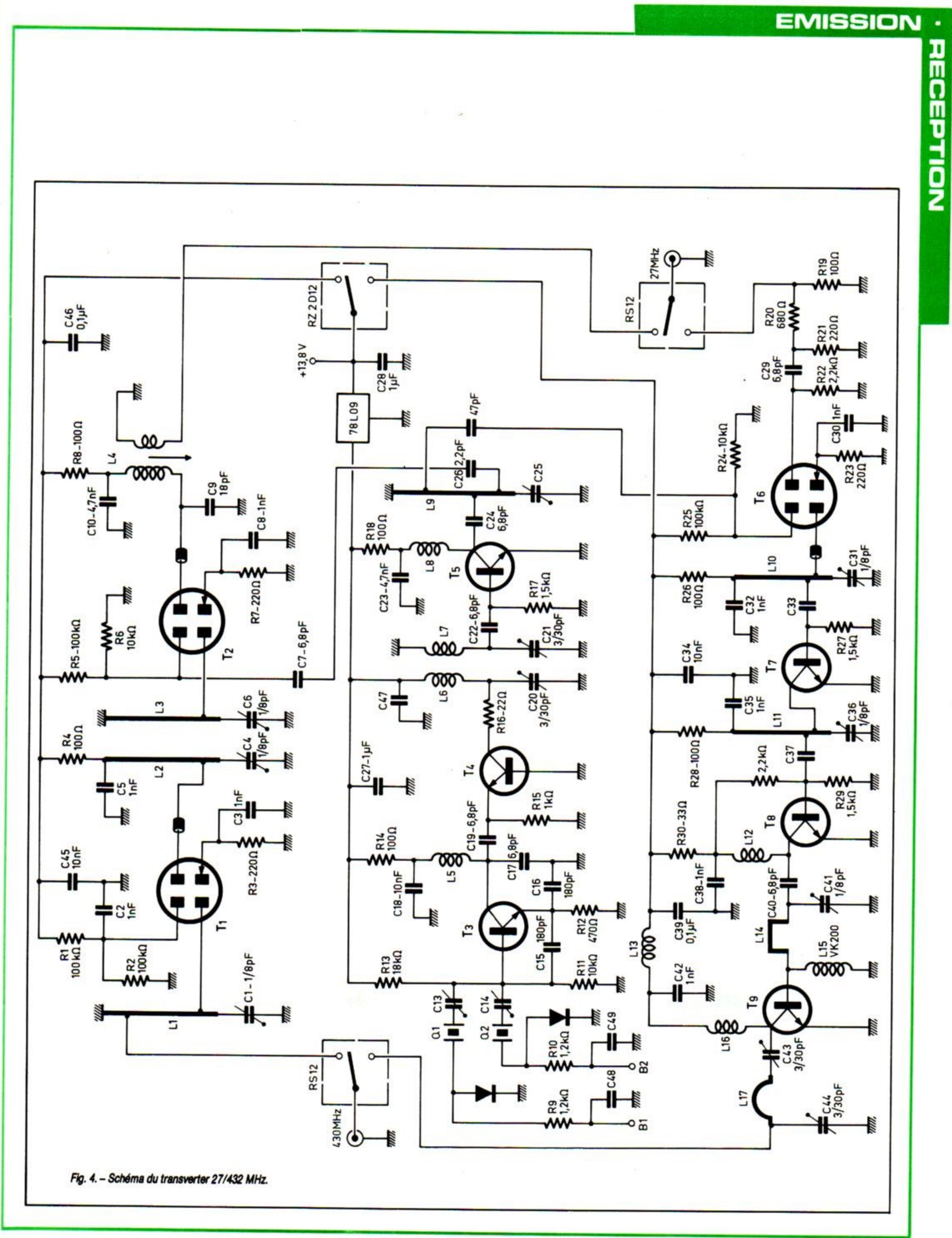


Fig. 4. – Schéma du transverter 27/432 MHz.

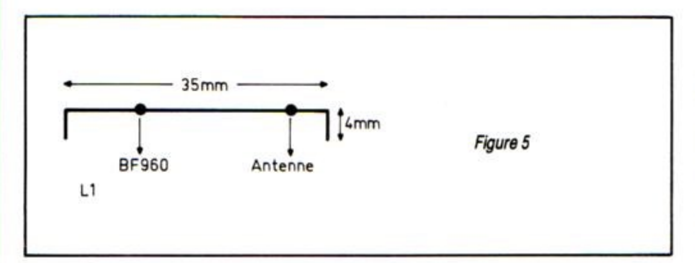


Figure 5

2. MODULE RECEPTION

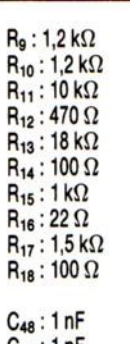
Aussi simple que sur le 144/27 MHz : au total deux transistors, l'un en amplificateur, l'autre en mélangeur. Ce sont également des BF960. Les lignes remplacent les classiques bobinages des fréquences plus basses.

L_4, accordée sur 27 MHz, est identique.

L_1 : 35 mm de long (partie horizontale) : distance au circuit imprimé 4 mm. Prise BF960 : 10 mm. Prise antenne : 8 mm (fig. 5).

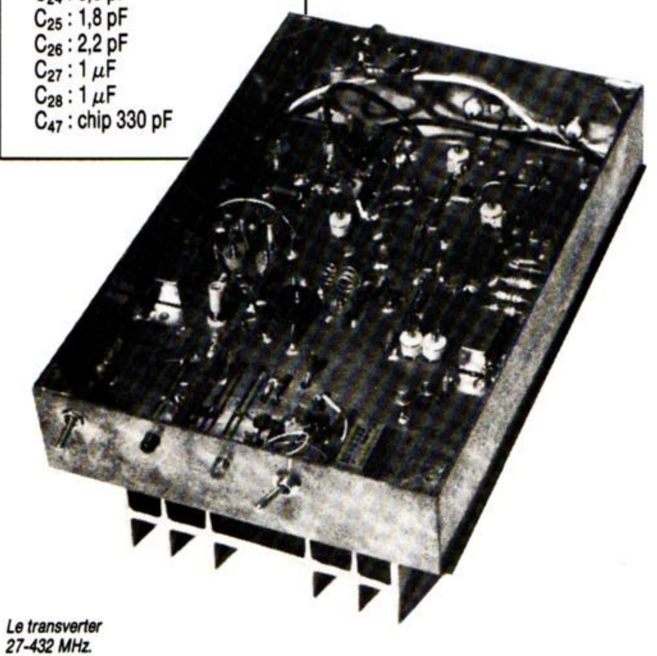
L_2, L_3 : comme L_1. Prise directement sur la patte du transistor.

L_4 : 18 spires, fil émaillé 3/10 de mm sur mandrin 5 mm. Secondaire de L_4 bobine sur le primaire, 4 spires, même fil (voir figure 5 n° 1727).

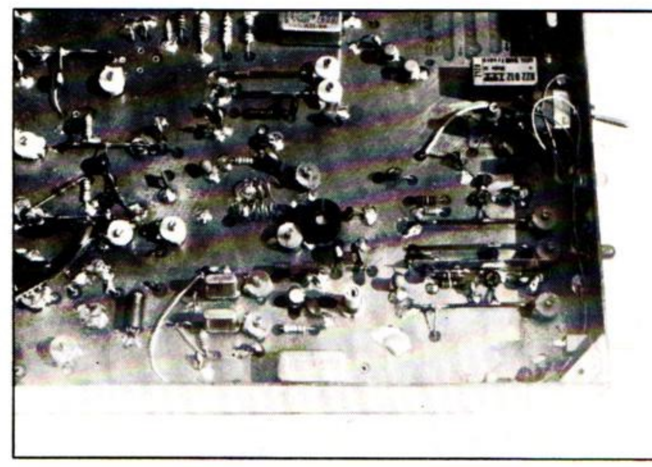


R_9 : 1,2 kΩ
R_{10} : 1,2 kΩ
R_{11} : 10 kΩ
R_{12} : 470 Ω
R_{13} : 18 kΩ
R_{14} : 100 Ω
R_{15} : 1 kΩ
R_{16} : 22 Ω
R_{17} : 1,5 kΩ
R_{18} : 100 Ω

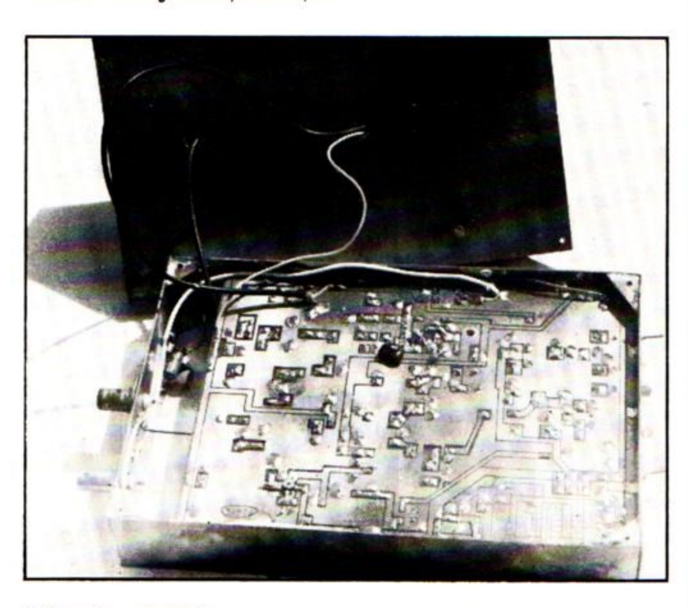
C_{48} : 1 nF
C_{49} : 1 nF
C_{13} : 3/30 pF
C_{14} : 3/30 pF
C_{15} : 180 pF
C_{16} : 180 pF
C_{17} : 6,8 pF
C_{18} : 10 nF
C_{19} : 6,8 pF
C_{20} : 3/30 pF
C_{21} : 3/30 pF
C_{22} : 6,8 pF
C_{23} : 4,7 nF
C_{24} : 6,8 pF
C_{25} : 1,8 pF
C_{26} : 2,2 pF
C_{27} : 1 µF
C_{28} : 1 µF
C_{47} : chip 330 pF



Le transverter 27-432 MHz.



Oscillateur local et lignes de la partie réception.



Coffret en époxy double face.

R_1 : 100 kΩ	C_3 : 1 nF
R_2 : 100 kΩ	C_4 : 1/8 pF *
R_3 : 220 kΩ	C_5 : 1 nF
R_4 : 100 Ω	C_6 : 1/8 pF *
R_5 : 100 kΩ	C_7 : 6,8 pF
R_6 : 10 kΩ	C_8 : 1 nF
R_7 : 220 Ω	C_9 : 18 pF
R_8 : 100 Ω	C_{10} : 4,7 nF
	C_{45} : 10 nF
C_1 : 1/8 pF *	C_{46} : 0,1 nF
C_2 : 1 nF	* *Ajustable.*

L'alignement de la partie réception pose de réels problèmes si vous n'avez pas à votre disposition un générateur ou une balise étalonnée en fréquence. Il ne reste dans ce cas qu'à se rabattre sur un relais local... en activité ! ou mieux, à recourir à la participation d'un OM possédant un transceiver sur cette bande et qui pourra vous envoyer une porteuse modulée.

Ajuster très lentement les CV C_1, C_4, C_6. On réglera ensuite le noyau de L_4 pour une réception maximum. Sur notre montage, le réglage optimum se situe à un engagement de 50 % des lames des CV. Cela pourra constituer un réglage de départ pour votre transverter.

(à suivre)
Michel LEVREL

DISTORSIOMETRE DE PRECISION

(2ᵉ partie et fin)

REALISATION

L'amplificateur, le circuit de mesure et l'alimentation sont montés sur des plaquettes séparées. Le tracé des pistes et l'implantation des composants sont représentés aux figures 12, 13 et 14.

Il va de soi qu'un blindage efficace est indispensable. Le condensateur d'entrée C_1 doit être muni d'un petit couvercle en fer blanc ou en aluminium mince.

L'amplificateur est logé dans un petit châssis en forme de U, qui est fixé au panneau avant au moyen des écrous de S_2, P_1 et P_2,. De cette façon, les connexions entre ces composants et le circuit imprimé seront aussi courtes que possible. Un couvercle assure le blindage complet de cet ensemble.

L'emplacement des deux autres platines et leur raccordement est indiqué sur le plan de câblage de la figure 15.

Bien entendu, il faut prévoir un coffret métallique pour cet ensemble. Nous en laissons le choix au constructeur, tout en conseillant de s'en tenir à la disposition des éléments de commande, telle que la montrent les photos.

Une dernière indication : le câble d'entrée, muni d'un connecteur BNC, doit être d'une qualité impeccable, sinon on risque des surprises désagréables. A cet égard, une sonde 1:1 pour oscilloscope donne toutes les garanties voulues.

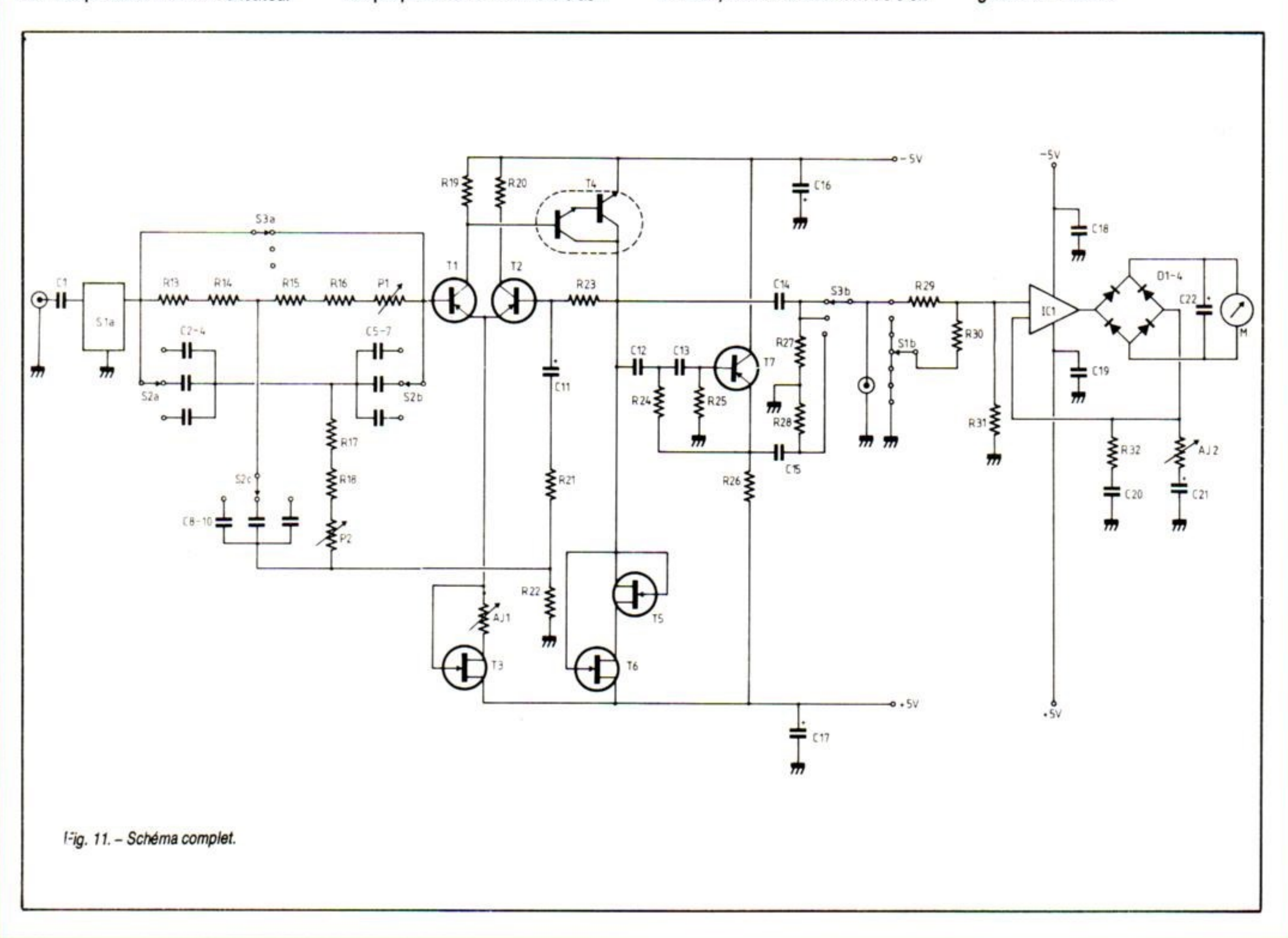


Fig. 11. – Schéma complet.

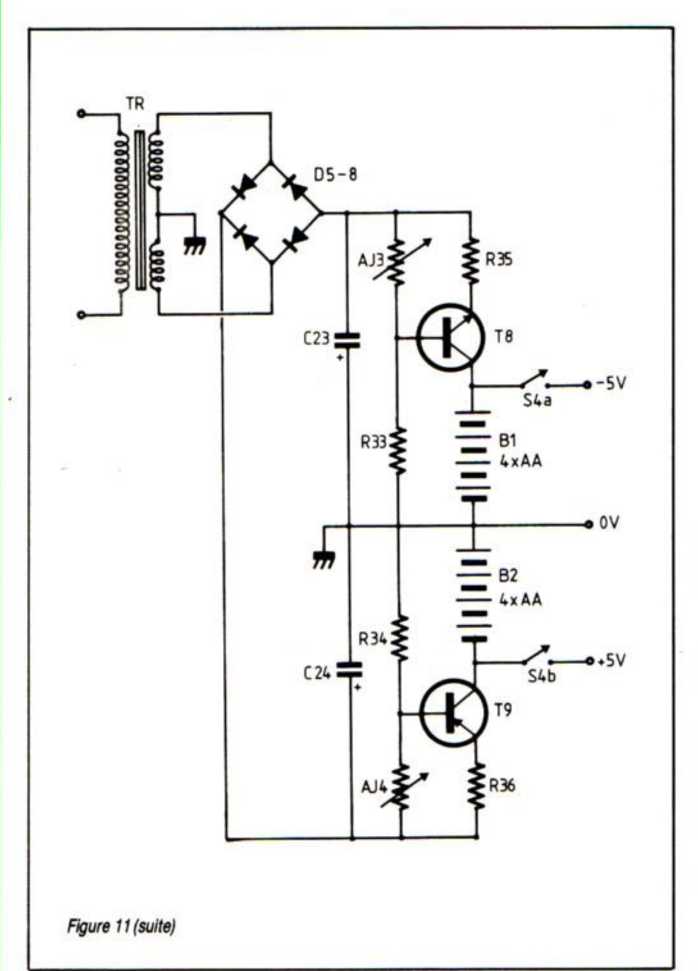
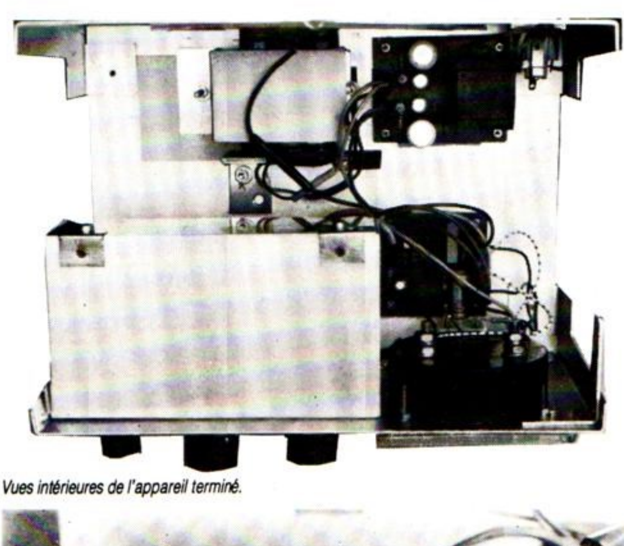


Figure 11 (suite)



Vues intérieures de l'appareil terminé.

LISTE DES COMPOSANTS

Résistances (métalfilm 0,25 W, 1 %)
R_1 à R_5 : 22 kΩ
R_6 : 330 kΩ
R_7 à R_{10} : 2,7 kΩ
R_{11} : 5,6 kΩ
R_{12} : 68 kΩ
R_{13}, R_{16} : 15 kΩ
R_{14}, R_{18} : 910 Ω
R_{15} : 390 Ω
R_{17} : 6,8 kΩ
R_{19}, R_{20} : 15 kΩ
R_{21} : 15 Ω
R_{22} : 150 Ω
R_{23} : 33 kΩ
R_{24}, R_{28} : 22 kΩ
R_{25} : 8,2 kΩ
R_{26} : 3,3 kΩ
R_{27} : 1 MΩ
R_{29} : 27 kΩ
R_{30} : 3 kΩ (3,3 kΩ parall. avec 33 kΩ)
R_{31} : 2,2 MΩ
R_{32} : 220 Ω
R_{33}, R_{34} : 1,5 kΩ
R_{35}, R_{36} : 10 Ω

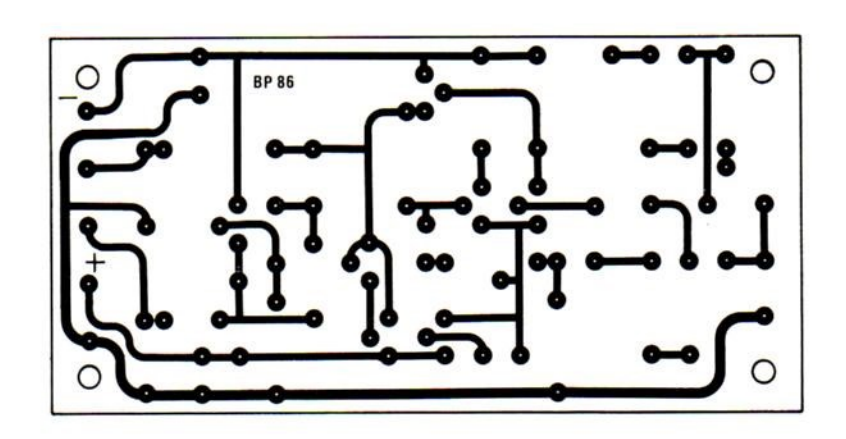
Potentiomètres
P_1 : 1 kΩ (10 tours)
P_2 : 500 Ω (10 tours)
AJ_1 : potentiomètre d'ajustage 10 kΩ
AJ_2, AJ_3, AJ_4 : potentiomètre d'ajustage 470 Ω

Commutateurs
S_1 : 2 sections, 2 circuits, 12 positions
S_2, S_3 : 1 section, 4 circuits, 3 positions
S_4 : interrupteur 2 circuits

Condensateurs
C_1, C_{14} : 2,2 µF 63 V
C_2, C_5 : 165 nF 1 %
C_3, C_6 : 10 nF 1 %
C_4, C_7 : 1 nF 1 %
C_8 : 330 nF 1 %
C_9 : 20 nF 1 %
C_{10} : 2 nF 1 %
C_{12}, C_{13} : 10 nF 5 %
C_{15} : 22 nF 5 %
C_{16}, C_{17} : 100 µF 6 V électrol.
C_{18}, C_{19} : 100 nF céramique
C_{20} : 3,3 nF
C_{21} : 220 µF, 6 V électrol.
C_{22} : 1 µF électrolyt.
C_{23}, C_{24} : 1 000 µF, 10 V électrol.
Cp_1 : 1,2 nF
Cp_2 : 2,7 nF

Semiconducteurs
D_1 à D_4 : 0A90, 91, 95
D_5 à D_8 : 1N4001 à 7
T_1, T_2 : BC 560C
T_3 : BF 245A (BFW12)
T_4 : BC 517 (MPSA12)
T_5, T_6 : BF 256C (BF 245C)
T_7 : BC 560
T_8 : BC 635
T_9 : BC 636
IC_1 : CA 3140

Divers
TR : transformateur 2 × 6 V, 150 mA
M : micro-ampèremètre 100 µA
B_1, B_2 : 4 accumulateurs NiCad Mignon (AA)
2 prises BNC
coffret métallique



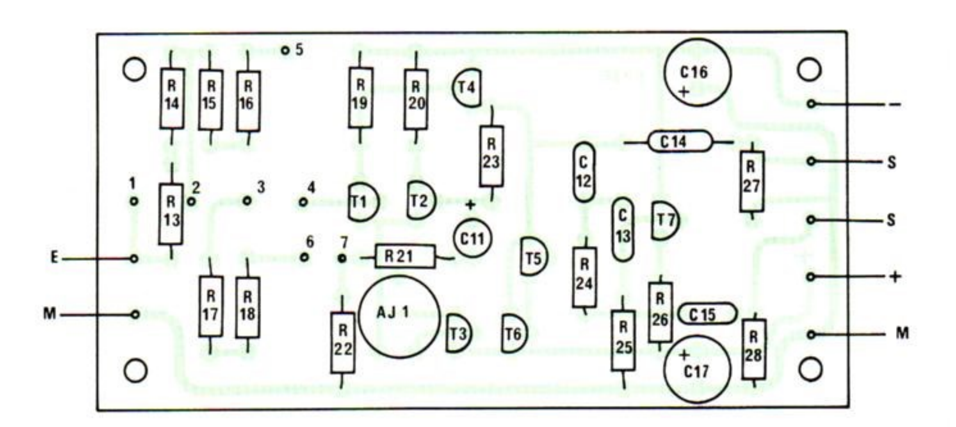


Fig. 12. – Circuit imprimé pour l'amplificateur.

MODE D'EMPLOI

Pour mesurer la distorsion d'un amplificateur, connectez un générateur BF à son entrée. Mettez le commutateur S_3 sur « M » (mesure) et mesurez la tension de sortie de cet amplificateur ; par exemple 8 V sur la position 10 V de S_1. Mettez ensuite S_3 sur la position « D » (distorsion) et ajustez P_1 et P_2 pour obtenir un minimum sur le micro-ampèremètre. Choisissez successivement les positions 1 V, 100 mV, etc., et répétez l'ajustage de P_1 et P_2. Dans notre exemple, supposons que vous obtenez finalement 4 mV sur la position 10 mV de S_1. La distorsion est alors de :

$$\frac{4}{8000} \times 100 = 0,05\ \%$$

CONCLUSION

L'instrument que nous venons de décrire est le résultat de six années de recherche. Plusieurs prototypes ont été construits et mis en service au cours de ces années. Il s'agit donc d'un appareil dans lequel on peut avoir confiance ; pourtant, malgré ses qualités semi-professionnelles, la construction ne présente pas de difficultés spéciales.

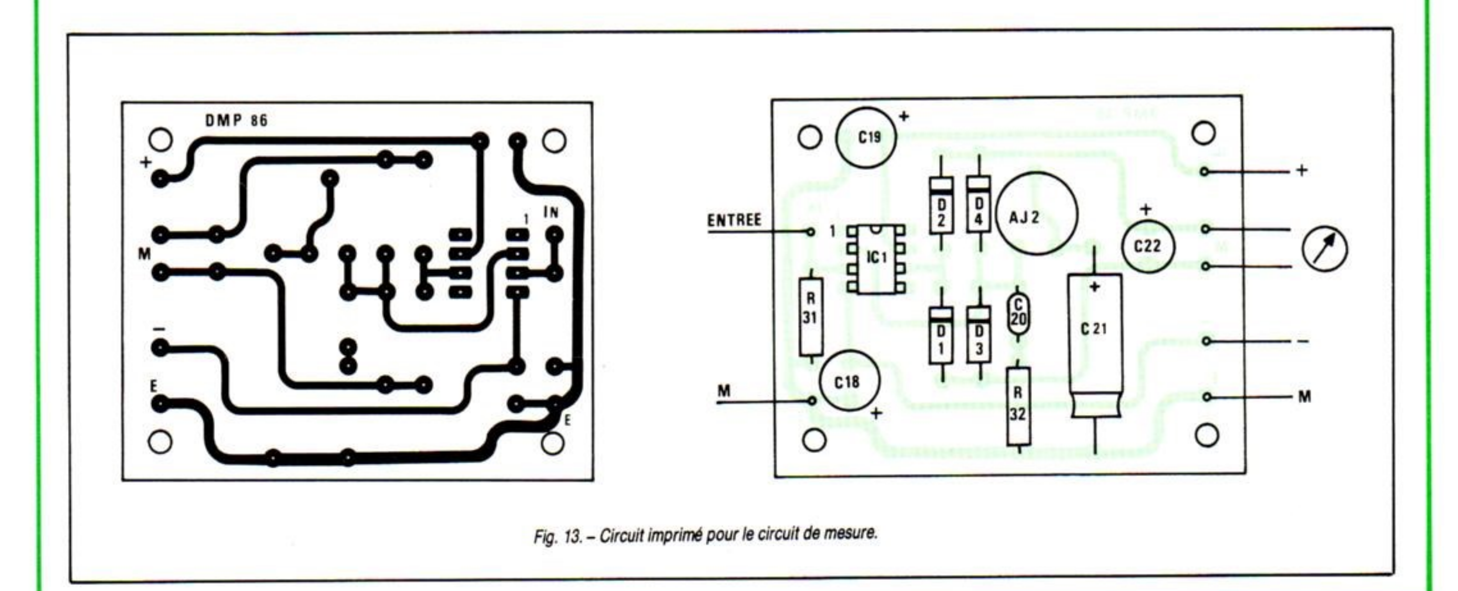


Fig. 13. – Circuit imprimé pour le circuit de mesure.

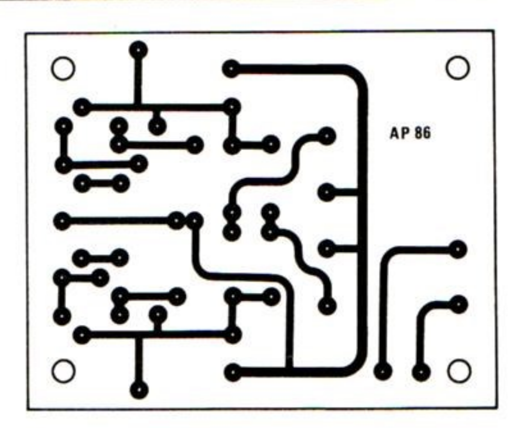


Fig. 14. – Circuit imprimé pour l'alimentation.

Fig. 15. – Plan de câblage.

REFERENCES

1. Thiessen, « Parallel T-filters ». *Journal of the Acoustical Society of America*, 1945, n° 4.

2. Beatty & Sowerby, « Attenuation circuits ». *Radio Data Charts*, 1949.

3. Riordan, « Simulated Inductance ». *Electronics letters*, janv. 1963).

4. J. Linsley Hood, « Distortion meter ». *Wireless World*, juil. 1979.

5. L. Boullart, « Distorsiomètre ». *Toute l'Electronique*, nov. 1963.

L. BOULLART

RECEPTEUR RC SYNTHETISE

NOUVELLE VERSION : LE RX 11





III. REALISATION

1. LISTE DES COMPOSANTS

a) Platine HF
1 BF200
1 2N211
1 SO42E
1 J300 (ou équivalent)
1 BB105
1 MC145106P
R_1 : 470 Ω
R_2 : 27 kΩ
R_3 : 8,2 kΩ
R_4 : 330 Ω
R_5 : 47 Ω
R_6 : 1 kΩ
R_7 : 470 Ω
R_8 : 470 Ω
R_9 : 82 kΩ
R_{10} : 10 kΩ
R_{11} : 100 kΩ
R_{12} : 100 kΩ
C_1 : 15 pF* cér5 = céramique au pas de 5 mm
C_2 : 0,1 μF mc = céramique multicouches
C_3 : 0,1 μF mc
C_4 : 0,1 μF mc
C_5 : 12 pF* cér5
C_6 : 0,1 μF mc
C_7 : 15 pF* cér2,5
C_8 : 12 pF* cér2,5
C_9 : 0,1 μF mc
C_{10} : 4,7 μF pt10 V = perle tantale 10 V
C_{11} : 27 pF cér5
C_{12} : 100 pF cér5
C_{13} : 0,1 μF mc
C_{14} : 10 μF pt10 V
C_{15} : 12 pF cér2,5
C_{16} : 27 pF* cér5
C_{17} : 12 pF cér2,5
C_{18} : 82 pF cér5
L_1, L_2 et L_3 à commander à l'auteur.
L_4 : 0.47 μH* surmoulée subm.
Qz_1 : 10 245 kHz parallèle 30 pF à fils MATEL
Qz_2 : 60 019,25 kHz type SM816 spécial MATEL, ou 29 019,30 kHz type SM815 pour le 41 MHz
1 barette 8 picots au pas de 2,54 mm, genre BERG
8 cavaliers de courts-circuits au pas de 2,54 mm
1 circuit imprimé

N.B. – Les valeurs sont données pour la version 72 MHz. Celles marquées de « * » sont à modifier pour le 41 MHz. Les valeurs à adopter seront indiquées lors de l'envoi des bobinages.

b) Platine FI
1 MC3357P
1 4015
1 AC187
1 BC549
1 TL431
R_{13} : 330 Ω
R_{14} : 150 kΩ
R_{15} : 47 kΩ
R_{16} : 2,2 kΩ
R_{17} : 100 kΩ
R_{18} : 10 kΩ
R_{19} : 47 kΩ
R_{20} : 2,2 kΩ
R_{21} : 2,2 kΩ
R_{22} : 47 kΩ
R_{23} : 100 Ω
R_{24} : 820 Ω
R_{25} : 1,2 kΩ
C_{19} : 10 nF cér5
C_{20} : 1 μF pt16 V
C_{21} : 47 nF cér5
C_{22} : 12 pF cér2,5
C_{23} : 1 μF pt16 V
C_{24} : 39 pF cér5
C_{25} : 10 μf pt10 V
C_{26} : 0,1 μF mc
C_{27} : 220 ou 270 pF styroflex ou NPO
C_{28} : 0,1 μF mc
C_{29} : 0,1 μF Thomson
TR_1 : 4100A de TOKO
TR_2 : à commander à l'auteur
1 bloc connecteur SLM 8 voies (ou 9 à tronçonner)
1 CFW455 HT ou CFM2 455Z
1 circuit imprimé

Divers
Fil très souple pour liaisons et antenne
4 vis à tête fraisée de 1,5 mm
4 écrous de 1,5 mm, laiton de préférence
1 vis à tôle de 2 mm
1 boîtier

N.B. – Tous ces composants seront approvisionnés par : Electronique Diffusion, 62, rue de l'Alouette, 59100 Roubaix.

2. PREPARATION MECANIQUE

– **Circuits imprimés.** Les figures 10 à 13 donnent les tracés des deux faces de chaque platine, toutes deux avec plan de masse au recto. Utiliser de l'époxy de 15/10. On réalisera les plaquettes par méthode photo. L'auteur peut fournir sur demande les films des CI pour tirage aux UV. A noter que si des demandes en nombre suffisant lui étaient envoyées, l'auteur pourrait aussi organiser une commande groupée de circuits prêts à l'emploi. Même chose pour une commande groupée de quartz chez Matel.

Quoi qu'il en soit, les circuits seront insolés et gravés, puis étamés sur les deux faces et enfin percés et mis aux dimensions. Ces dernières doivent être rigoureuses pour une mise en place précise dans le boîtier.

– **Le boîtier** (voir fig. 14). A fabriquer en alu de 10/10 pour le fond et de 8/10 pour le couvercle. Le boîtier terminé, procéder à la préparation de la fixation des CI.

– Le CI HF possède deux tenons fixant sa partie haute. Les encoches correspondantes sont à faire de ma-

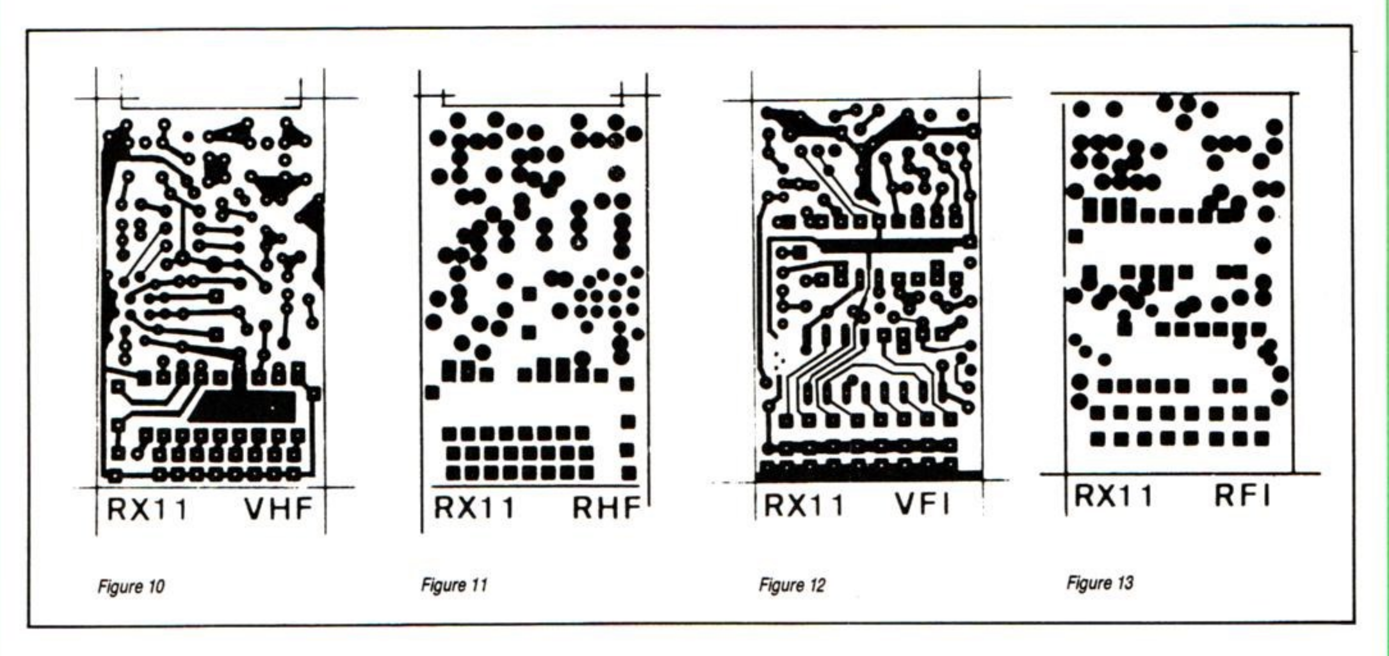


Figure 10 Figure 11 Figure 12 Figure 13

nière à avoir 12/10 entre CI et fond. De plus deux points de fixation par vis sont à prévoir. En bas par une vis à métaux de 1,5 mm et au centre par une vis autotaraudeuse de 2 mm. Engager le CI dans ses encoches, le placer exactement et tracer les trous en question sur le fond, les percer. Fraiser à l'extérieur. Pour la fixation inférieure, l'écartement est donné par l'écrou soudé sur le CI au verso. Un taraud vissé dans cet écrou en prolonge le filetage dans l'époxy. Pour le point central, l'écartement est assuré par une rondelle bakélite de 12/10. Ce point est fort important : en effet, il interdit tout mouvement du fond par rapport au plan du VCO, ce qui provoquerait des perturbations de celui-ci et rendrait le RX 11 très sensible aux vibrations. Il va sans dire que la vis de 2 mm devra être serrée énergiquement.

– Le circuit FI se fixe à l'aide de trois pattes de laiton (lamelles de piles 4,5 V) soudées solidement au recto de la platine selon le détail de la figure 15. Un écrou de 15/10 est soudé sur chacune. La distance entre CI, FI et couvercle doit être telle que le sommet de TR_1 affleure. Dans ces conditions, le connecteur SLM est en contrebas. Cette disposition que nous n'aimions pas trop s'avère finalement bonne car elle contribue au maintien en place des connecteurs de servos. On peut prévoir des trous de réglage pour TR_1 et TR_2, mais c'est facultatif. Par contre un trou latéral d'accès au point C est utile.

Figure 14. – Boîtier du RX 11.

3. MONTAGE ELECTRIQUE

a) Platine HF

Se reporter à la figure 16.
Commencer par la pose des renvois recto-verso. Continuer par la pose de tous les composants ayant un pôle soudé à la masse recto, en commençant par ceux qui sont au centre de la platine.
Passer à la pose de bobines L_1 à L_3. En vérifier les soudures. Pour L_1 et L_2, une goutte d'araldite répartie autour de l'épaulement du mandrin donne une fixation nécessaire et suffisante de la coupelle. Pour L_3, il faut au contraire garnir copieusement les spires de cette colle, avant de placer cette coupelle, ceci afin de rendre la bobine aussi peu microphonique que possible. Ne mettez pas de colle dans le trou du noyau ! La colle dure, mettre les bobines en place. Les enfoncer modérément. Une patte de chaque blindage est coupée. Pour L_1 et L_2 cette patte est repliée sur le plan de masse et soudée. Pour L_3, elle traverse le CI, côté vis de 2 mm. Faire aussi une soudure du boîtier sur le plan de masse, de l'autre côté. Pour cela placer L_3 en premier.
Terminer par la pose des autres composants. Bien enfoncer C_{15} et C_{17} pour permettre la mise en place du SO42E.
Les fils nus de R_4, R_5, R_6 et L_4 sont à isoler.
A noter que certaines traversées de masse ne sont pas soudées au recto. Cela est volontaire et permet une dé-

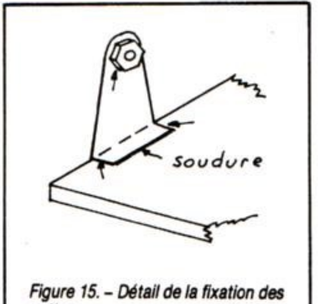


Figure 15. – Détail de la fixation des pattes.

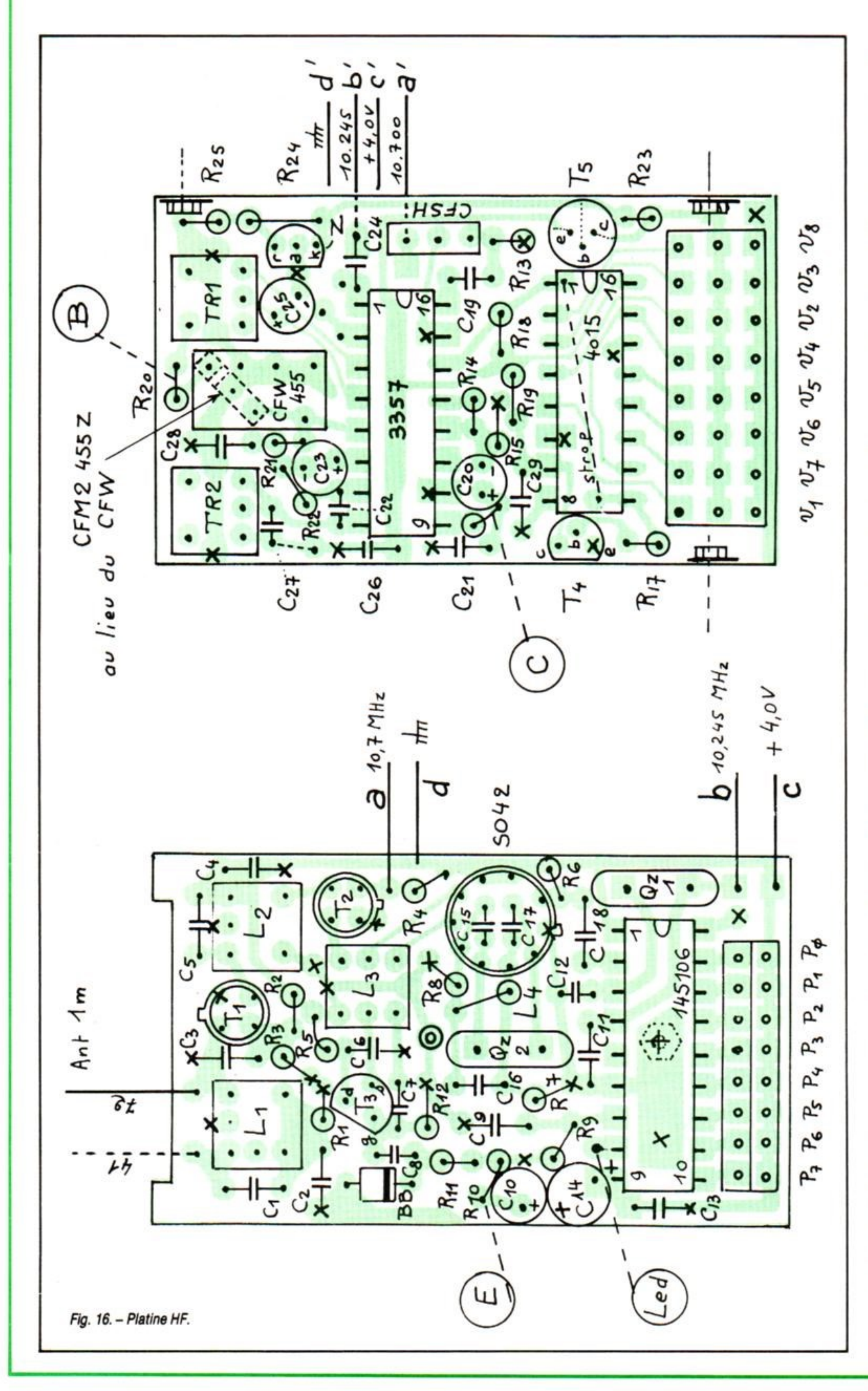


Fig. 16. – Platine HF.

pose plus facile des pièces concernées.
Plaquette terminée, poncer les soudures jusqu'à avoir une épaisseur de 8/10 environ. Un bon coup de brosse. Un nettoyage à l'acétone et chiffon et voici la première platine terminée.

b) Platine FI
Se reporter à la figure 17.
Même technique.
Le AC187 doit être enfoncé à fond, fils repliés au verso et soudés à plat sur les pistes. Le CI est prévu pour les deux types de filtres céramiques. Le CFSH se soude avec ses inscriptions vers l'extérieur. Nous avons laissé un espace de 5/10 entre le bloc connecteur et la platine. Le fil nu de R_{23} doit être isolé. Les pattes des transfos sont conservées et traversent l'époxy. Ponçage des soudures et nettoyage.

4. MISE EN SERVICE

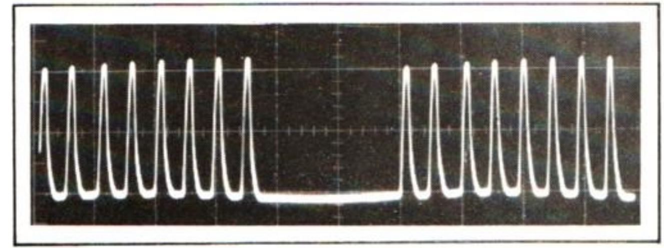
a) Vérification minutieuse de rigueur !

b) Alimentation : brancher le 4,8 V sur le connecteur. Mesurer la tension stabilisée qui doit être très voisine de 4,0 V. Corriger éventuellement en agissant sur la résistance R_{24}. Attention, tout court-circuit de la tension stabilisée entraîne une destruction immédiate du transistor AC187.

c) VCO. Relier les deux modules par des fils de 6 cm, arrivant au verso du circuit FI et côté composants du circuit HF. Programmer le milieu de bande. Visser les noyaux jusqu'à affleurement. Attention, ils sont cassants !
Connecter un oscillo entre le picot 8 du 145106 et la masse (Mode continu, 1 V/div., 200 µs/div). Hors tension, amener le balayage vers le bas de l'écran. Mettre sous tension.
– Si L_3 est très déréglée, rien n'apparaît sur l'écran.
– Si L_3 s'approche de l'accord, des signaux rectangulaires erratiques sont visibles.
– Si L_3 est réglée, la ligne de balayage passe au niveau haut. En synchronisant bien et en poussant la lumière, on pourra observer de fines impulsions négatives. Caler L_3 au milieu de la plage de verrouillage.
En cas d'échec, il faut procéder à des mesures plus fines :

1° Vérifier l'oscillation 10245 du MC145106. Cela peut se faire sans perturbation en mesurant la demi-fréquence sur le picot 5. On doit obtenir un signal carré à 5 122,5 kHz.
2° Vérifier l'oscillation f_2. Enrouler deux spires de fil fin isolé sur L_3. Relier par coaxial au fréquencemètre. Il faut lire une fréquence très voisine de celle du quartz. Sinon jouer sur la valeur de C_{16} pour tenter d'obtenir l'oscillation.
3° Vérifier l'oscillation du VCO en approchant une boucle de couplage SOUS la bobine L_3, côté verso. On doit trouver une valeur calable dans la gamme prévue, par le jeu du noyau.

d) Quand l'accrochage du VCO est obtenu, tester l'ensemble du récepteur en utilisant l'émetteur associé. Ce dernier à rayonnement réduit. Programmer la fréquence de travail. Connecter l'oscillo au point B (0,1 V/div, 20 ms/div). Sous tension, on doit observer le signal FI 455 kHz, sous forme d'une bande horizontale. Amener cette bande à sa plus grande largeur par L_1, L_2 et TR_1. Le réglage de TR_1 permet de minimiser creux et bosses.
Passer au point C et régler TR_2 pour avoir une amplitude maximale du signal et une ligne de base aussi plate que possible.
Vérifier les créneaux en D et les signaux de voies sur le connecteur. Tout cela ressort d'ailleurs de la routine, les schémas étant parfaitement au point. Tout problème provient donc d'une erreur ou d'un composant défectueux.


Signal BF observé au point C. Amplitude 1 Vcc. Difficile de faire mieux.

Procéder à la vérification précise des oscillateurs à quartz si cela n'est déjà fait. Voir ci-dessus « en cas d'échec » § 1 et § 2. Le 10 245 kHz se règle en jouant sur la valeur de C_{11} et C_{12}. La fréquence de Qz_2 peut s'ajuster en agissant sur C_{16}. En augmentant sa valeur, la fréquence diminue. On ne peut ainsi rattraper que 1 kHz environ. Si C_{16} est trop faible, l'oscillateur décroche.
Finalement ce qui est important, c'est la valeur du 455 kHz ! A noter qu'il est souhaitable de lire un peu plus au fréquencemètre : 456 kHz mesurés sont excellents. Se rappeler qu'une dérive de 1 kHz sur le 10 245 kHz entraîne un décalage de 1,15 kHz du 455 kHz, dans le sens contraire. Enfin, ne pas oublier qu'il est préférable, pour un pas aussi proche que possible de 5 kHz, de diminuer le 10 245 plutôt que de l'augmenter !

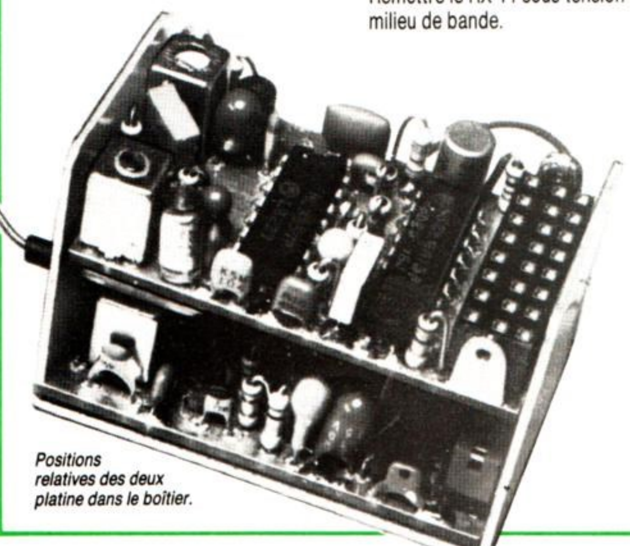
5. PHASE FINALE

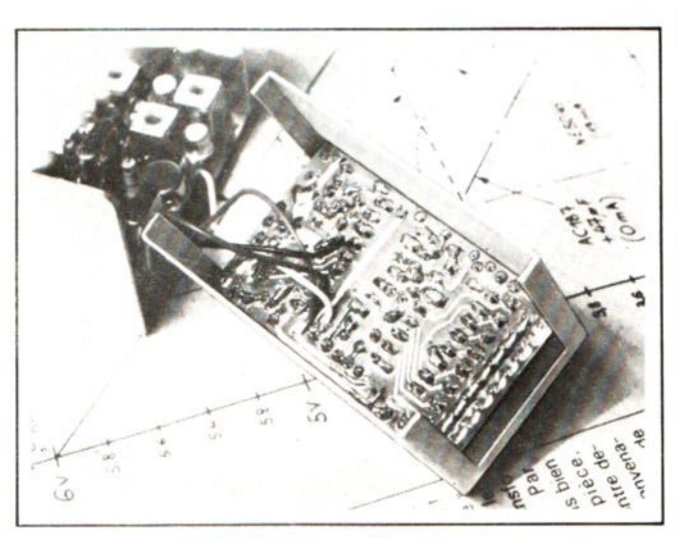
Monter définitivement les deux platines. Intercaler un isolant mince mais sûr entre platine HF et fond. Bloquer énergiquement les deux vis.
Remettre le RX 11 sous tension en milieu de bande.
Vérifier le verrouillage VCO et fignoler le réglage de L_3, pour avoir une tension de 2,0 V aux bornes de C_{10} (point E).
Vérifier que l'accrochage reste bon aux deux extrémités de la bande. Emetteur à 100 mètres, antenne déployée et refaire les réglages HF et FI.

6. UTILISATION

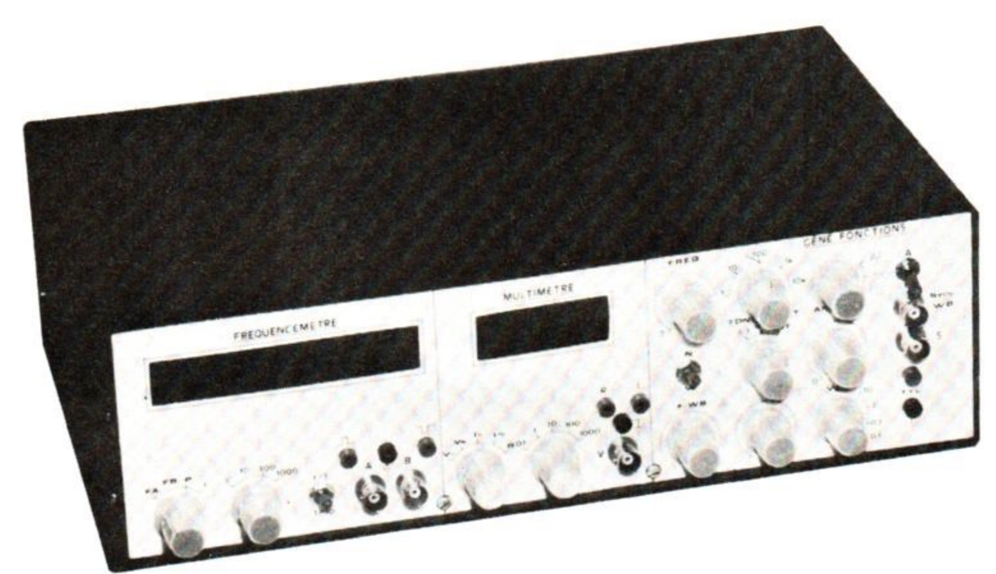
Fermer le boîtier en veillant à ce que R_{20} ne touche pas l'alu. Prévoir un isolant si nécessaire. Dans cet ordre d'idée, on pourra isoler au scotch certaines faces internes du boîtier avec lesquelles certains composants pourraient provoquer des contacts fâcheux !
De préférence ceinturer le récepteur, dans le sens des inscriptions « RX 11 » et « SF » et au niveau de celles-ci, par deux bracelets de caoutchouc courts et forts. Ces élastiques contribuent à amortir les vibrations éventuelles du couvercle. Dans la cellule, il faut prévoir 1 cm de mousse, *non comprimée, tout autour* du récepteur. Si cette condition est bien respectée, vous n'aurez aucun problème.
A l'usage, veiller à avoir une batterie bien chargée et n'essayez surtout pas de l'amener à la décharge complète ! En effet, si la tension tombe en dessous de 4,5 V, le régulateur de tension ne peut plus remplir son rôle. Chaque mouvement de servo provoque une baisse du 4,0 V, d'où perturbation du VCO, d'où coups de servos, d'où... C'est le tapis à coup sûr !
Pour la programmation, les cavaliers sont peut-être moins « faciles » que les interrupteurs, mais ils sont aussi plus sûrs. Nous avons préféré la sécurité ! Ne pas oublier que la ligne de picots, proche de l'alu, est au + 4,0 V. Il est bon d'isoler cet alu pour éviter les ennuis ! Des cavaliers inutilisés peuvent d'ailleurs servir à neutraliser ces picots +.
Sur ces derniers conseils s'achève cette description. Associé à la platine HF6 SF/II, le RX 11 constitue un lien HF très sûr et bien plus performant que tout ce qui se trouve dans le commerce ! Portée sensationnelle, réjection totale de la fréquence image, tous canaux d'une bande disponibles ! Voilà quelques atouts permettant de prédire à ces montages une longue carrière !
A vous donc maintenant de jouer et de profiter d'une technologie qui ne court pas les terrains !

F. THOBOIS
F.1038


Positions relatives des deux platine dans le boîtier.


La platine FI installée dans le couvercle.

REALISEZ UN BANC DE MESURE DE LABORATOIRE



3 - Fréquencemètre

III. REALISATION

La réalisation du montage ne présente pas de problèmes particuliers, et tout a été mis en œuvre pour vous faciliter la tâche. L'ensemble des composants tient sur trois circuits imprimés qui supportent les afficheurs, le compteur et les circuits d'entrées. Le tout forme un bloc compact et aisément démontable, ce qui facilitera les réglages et l'éventuelle maintenance.

Mener à bien la réalisation de cette partie du banc de mesure est à la portée de tout amateur consciencieux, car les circuits imprimés ne sont pas trop difficiles à dessiner. Il est, par contre, un point sur lequel nous nous devons d'insister : respectez le type et les spécifications des composants que nous vous indiquerons. En effet, il est impossible d'obtenir les résultats prévus si vous utilisez des composants « au rabais ! » Ainsi, un potentiomètre à piste de carbone ne peut remplacer un modèle à piste Cermet, une résistance à couche carbone ne sera jamais aussi stable que son homologue à piste métallique, etc. Cette mise en garde fera peut-être sourire un bon nombre d'entre vous, mais sur la quasi-totalité des appareils que nous avons eu à dépanner, la majorité des pannes provenait, comme par hasard, de composants non conformes.

Voici donc la liste des composants et, malgré ce qui vient d'être dit, vous constaterez que les composants « sensibles » sont peu nombreux.

a) Les circuits imprimés

L'ensemble des composants est monté sur trois circuits imprimés qui forment un bloc compact d'accès facile. Le premier circuit supporte le 7226A et tous ses composants annexes, à l'exception des afficheurs qui sont montés sur un deuxième circuit fixé au premier. Ces deux premiers circuits sont à réaliser en époxy simple face, et les plans des figures 19 et 20 vous en donnent les tracés à l'échelle 1/1. Le troisième circuit supporte les deux premiers et comporte la totalité des composants des étages d'entrées ainsi que ceux de la logique de commande. Il s'agit cette fois d'un double face. C'est le seul du banc de mesure, mais il demeure néanmoins assez simple à réaliser. Les figures 21 et 22 vous indiquent le tracé des deux faces à l'échelle 1/1.

Si la reproduction des circuits A et B peut être entreprise à l'aide du feutre et des transferts, il n'en est pas de même pour le circuit C dont le tracé doit être impérativement respecté. Nous vous conseillons donc vivement de recourir à la méthode photogra-

phique qui, seule, vous permettra de respecter le tracé original. Après gravure, il est indispensable d'étamer vos circuits à l'étain à froid, ce qui préservera les pistes de l'oxydation tout en facilitant le soudage des composants.
Après le perçage des trous de fixation des composants au diamètre adéquat, implantez ces derniers en vous inspirant des figures 23, 24 et 25. Débutez par la pose des straps sur le circuit B (c'est le seul qui en comporte), puis par celle des afficheurs en veillant à leur parfait alignement. Au niveau du circuit A, soudez les cosses « poignard » sous le circuit et fixez le quartz à plat à l'aide d'une bride soudée côté cuivre. Les difficultés commencent avec le circuit C. La face supérieure servant de plan de masse, il est très facile de provoquer un court-circuit en soudant un composant trop près du cuivre ; laissez donc un espace d'un millimètre entre le composant et la face cuivrée. Par ailleurs, les trous peuvent ne pas déboucher exactement au centre des espaces ménagés pour éviter tout court-circuit avec la masse. Si le cas se présente, le meilleur remède consiste à fraiser les abords du trou à la main à l'aide d'un foret de 5 ou 6 mm. Nous vous conseillons de débuter le câblage par les résistances, diodes et condensateurs, pour terminer par les circuits intégrés et transistors. A ce sujet, ne montez surtout pas les circuits intégrés, sauf le ICM 7226, sur des supports ; cela augmente les capacités parasites, dont on n'a aucun besoin. Les cosses « poignard » sont montées côté composants, et assurez-vous que leur embase n'est pas en contact avec la masse.
Avant de procéder au montage mécanique et au câblage du fréquencemètre, nous vous recommandons de vérifier votre montage « à la loupe » de manière à piéger toute coupure de piste ou tout court-circuit intempestif.

b) Montage mécanique et câblage

Avant d'installer les circuits dans le coffret, soudez le circuit B sur le circuit A en vous aidant des indications de la figure 26. Assemblez ensuite les commutateurs ESK et montez-les provisoirement sur la face avant du coffret, ainsi que l'inverseur K_3, les prises BNC et les douilles 2 mm. Reliez au circuit A le circuit B qui supporte les afficheurs, à l'aide de fil rigide fin, genre « téléphone ». Soudez les quatre entretoises de 10 mm sur le circuit C, et ensuite celles de 40 mm, non sans avoir vérifié que cette hauteur permet aux afficheurs d'être parfaitement centrés dans la fenêtre de la face avant. Fixez le circuit A/B sur le circuit C à l'aide de vis à tôle, puis l'ensemble sur le boîtier, non sans avoir vérifié qu'il reste un espace suffisant pour permettre l'accès aux commutateurs. A ce sujet, vous avez pu constater qu'aucun trou de fixation n'était prévu sur le circuit A. Cela est volontaire car, suivant les dimensions réelles de votre coffret et les composants employés, la cote de

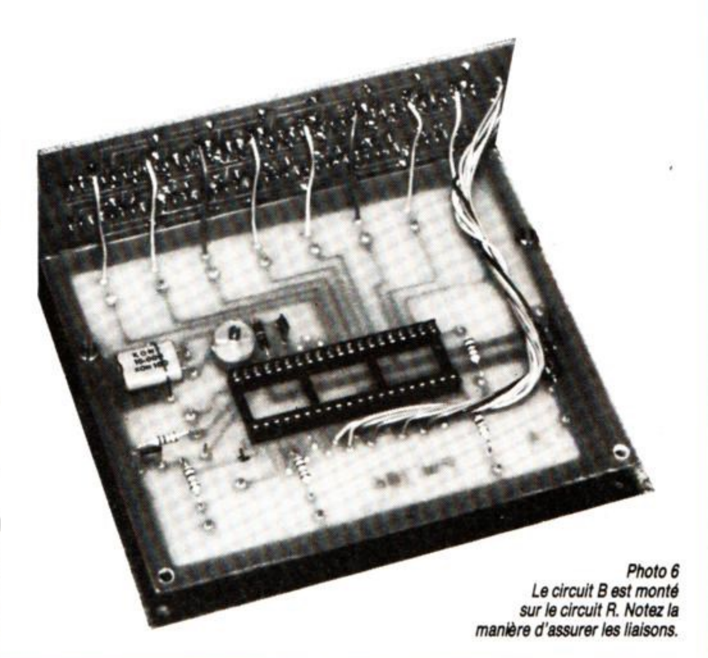


Photo 6
Le circuit B est monté sur le circuit R. Notez la manière d'assurer les liaisons.

Liste des composants

Résistances
R_1 : 10 kΩ 5 % 1/4 W
R_2 : 10 kΩ 5 % 1/4 W
R_3 : 10 kΩ 5 % 1/4 W
R_4 : 10 kΩ 5 % 1/4 W
R_5 : 22 MΩ 5 % 1/4 W
R_6 : 10 kΩ 5 % 1/4 W
R_7 : 100 kΩ 5 % 1/4 W C.M.
R_8 : 1 MΩ 5 % 1/4 W C.M.
R_9 : 560 Ω 5 % 1/4 W C.M.
R_{10} : 560 Ω 5 % 1/4 W C.M.
R_{11} : 6,8 kΩ 5 % 1/4 W
R_{12} : 68 Ω 5 % 1/4 W C.M.
R_{13} : 180 Ω 5 % 1/4 W C.M.
R_{14} : 47 Ω 5 % 1/4 W C.M.
R_{15} : 22 Ω 5 % 1/4 W C.M.
R_{16} : 39 kΩ 5 % 1/4 W
R_{17} : 10 kΩ 5 % 1/4 W
R_{18} : 10 kΩ 5 % 1/4 W
R_{19} : 2,2 kΩ 5 % 1/4 W
R_{20} : 22 kΩ 5 % 1/4 W
R_{21} : 39 kΩ 5 % 1/4 W
R_{22} : 10 kΩ 5 % 1/4 W
R_{23} : 10 kΩ 5 % 1/4 W
R_{24} : 2,2 kΩ 5 % 1/4 W
R_{25} : 6,8 kΩ 5 % 1/4 W
R_{26} : 6,8 kΩ 5 % 1/4 W
R_{27} : 6,8 kΩ 5 % 1/4 W
R_{28} : 6,8 kΩ 5 % 1/4 W
R_{29} : 6,8 kΩ 5 % 1/4 W
R_{30} : 6,8 kΩ 5 % 1/4 W
AJ_1 : 470 Ω horizontal miniature VA05 H piste Cermet
(C.M. = couche métallique)

Condensateurs
C_1 : 47 pF 100 V céramique
C_2 : 39 pF 100 V céramique
C_3 : 5,5/40 pF C010 RTC Aj
C_4 : 22 nF 25 V GFO
C_5 : 22 µF 25 V chimique
C_6 : 220 nF 100 V MKT
C_7 : 100 pF 100 V céramique
C_8 : 22 nF 25 V GFO
C_9 : 22 µF 25 V chimique
C_{10} : 22 nF 25 V GFO
C_{11} : 10 nF 100 V céramique
C_{12} : 10 nF 100 V céramique
C_{13} : 22 nF 25 V GFO
C_{14} : 47 nF 100 V céramique
C_{15} : 22 nF 25 V GFO
C_{16} : 22 nF 25 V GFO
C_{17} : 47 µF 25 V chimique
C_{18} : 22 nF 25 V GFO
C_{19} : 22 nF 100 V céramique
C_{20} : 22 nF 25 V GFO

Semi-conducteurs
IC_1 : ICM 7226 A Intersil
IC_2 : 74LS13
IC_3 : 74LS196
IC_4 : 11C90 Fairchild
IC_5 : 74LS196
T_1 : BF 245A
T_2 : 2N2369A
T_3 : 2N914
T_4 : 2N914
D_1 à D_5 : 1N4148
A_1 à A_8 : afficheurs anodes communes D350 PA Telefunken
IC_6 : 74LS13
IC_7 : 74LS00
IC_8 : 74LS20
IC_9 : 74LS00
IC_{10} : 74LS00
T_5 : 2N2369A
T_6 : 2N2369A
T_7 : 2N2369A
T_8 : 2N2369A

Divers
K_1 : encliquetage ESK Jeanrenaud axe de 4 mm + galette 4C/4P
K_2 : encliquetage ESK Jeanrenaud axe de 4 mm + galette 4C/4P
K_3 : inverseur miniature tripolaire C et K type 7301
QZ : quartz 10 MHz boîtier HC 25/U
L_1 : self de choc 10 µH type VK 200 RTC
1 support pour CI 40 broches
2 boutons Elcey diam. 16 mm axe de 4 mm avec index
2 prises de châssis BNC femelles UG 1094
3 douilles « banane » de 2 mm
1 jeu de circuits imprimés (voir texte)
31 cosses « poignard »
4 entretoises 4 × 10 mm
4 entretoises 4 × 40 mm
8 vis à tôle 3 × 10

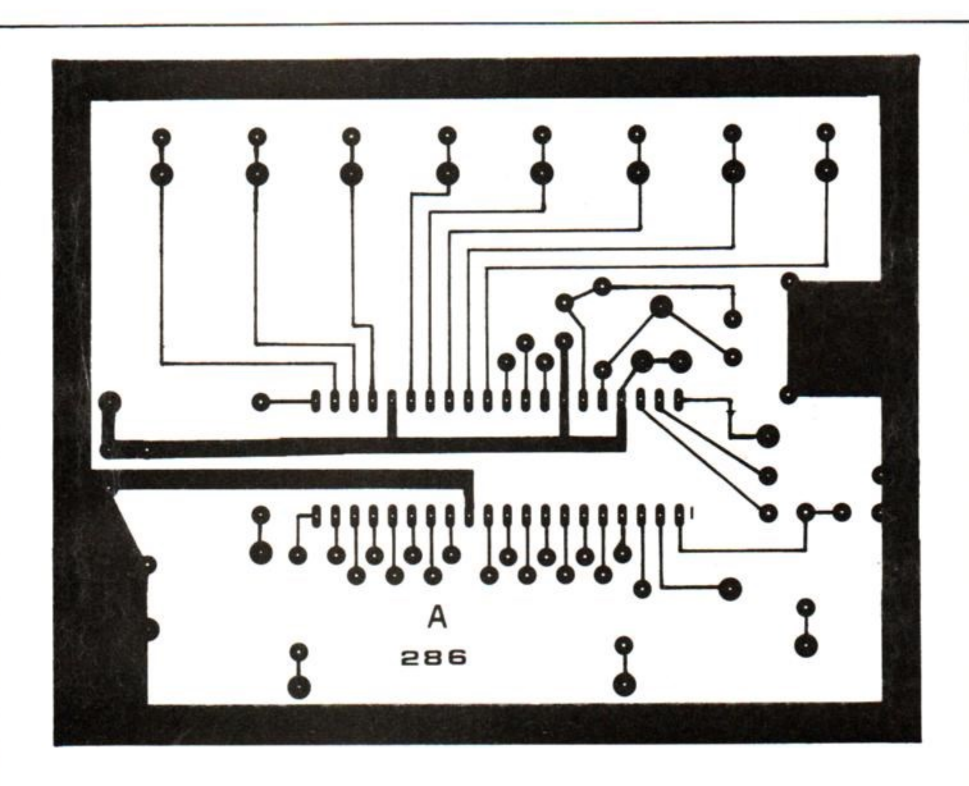


Fig. 19. – Le circuit imprimé A à l'échelle 1/1.

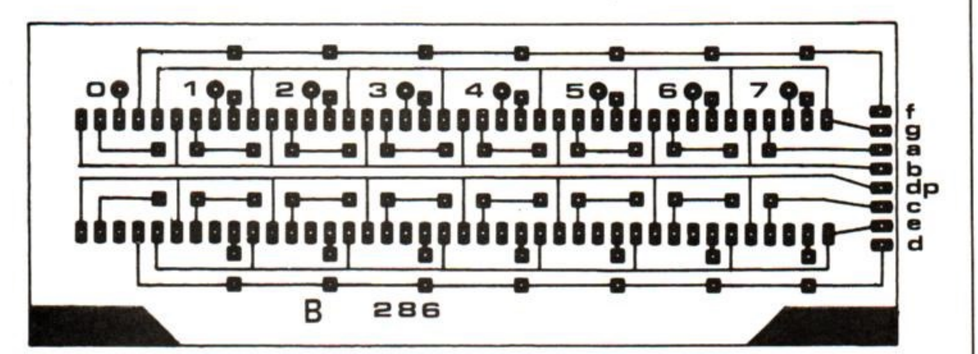


Fig. 20. – Le circuit B à l'échelle 1/1.

35 mm portée sur la figure 26 peut varier et, partant de là, la position du circuit A par rapport au circuit C. Quoi qu'il en soit, les cotes réelles ne doivent pas être très éloignées de celles indiquées, et l'ensemble des circuits doit trouver sa place dans le coffret sans trop de problèmes.

Le montage mécanique étant terminé, vous pouvez procéder au câblage. Pour ce faire, démontez K_1, K_2, K_3 et les circuits imprimés du coffret et, en vous aidant des schémas, reliez le circuit C aux commutateurs à l'aide de fil souple de 0,2 mm², en laissant une longueur d'environ 4 cm entre le circuit et les commutateurs. Reliez ensuite la masse et le + 5 V des circuits A et C avec du fil de 0,6 mm² puis le circuit A aux commutateurs (fil souple de 0,2 mm²). Lors du câblage du circuit A, veillez surtout à laisser une possibilité d'accès futur au circuit C, ne serait-ce que pour les réglages, par pivotement de la platine A/B, tout en réduisant la longueur des câbles. Les photographies qui illustrent cet article montrent parfaitement le procédé à employer pour obtenir un tel résultat.

N'oubliez pas d'entourer la diode D_1 d'une gaine de souplisso, et terminez votre travail en frettant les nappes de fils par des serre-câbles.

Vous pouvez maintenant remonter les circuits et commutateurs dans le boîtier, et il ne vous reste plus qu'à relier les entrées IP et IN (fil de 0,2 mm²), l'entrée EA (coaxial H.F.), l'entrée EB (coaxial T.V) et la masse (fil de 0,6 mm²) au circuit C. Reliez enfin ce même circuit à l'alimentation, et remontez la platine A/B sur le circuit C. La réalisation proprement dite du fréquencemètre est terminée, et il ne nous reste plus qu'à le mettre en route.

c) Mise en route

Avant de procéder à la mise en route du fréquencemètre, il convient de vérifier le câblage à l'ohmmètre en vous aidant des plans et schémas. Le 7226 ne doit pas être installé pour l'instant sur son support, car le courant de l'ohmmètre risque de lui faire subir des dommages irréparables.

Toutes les vérifications ayant été effectuées, alimentez l'appareil, et reliez l'entrée EA à un signal sinusoïdal de 1 000 Hz d'une amplitude de 100 mVeff. Connectez l'entrée de

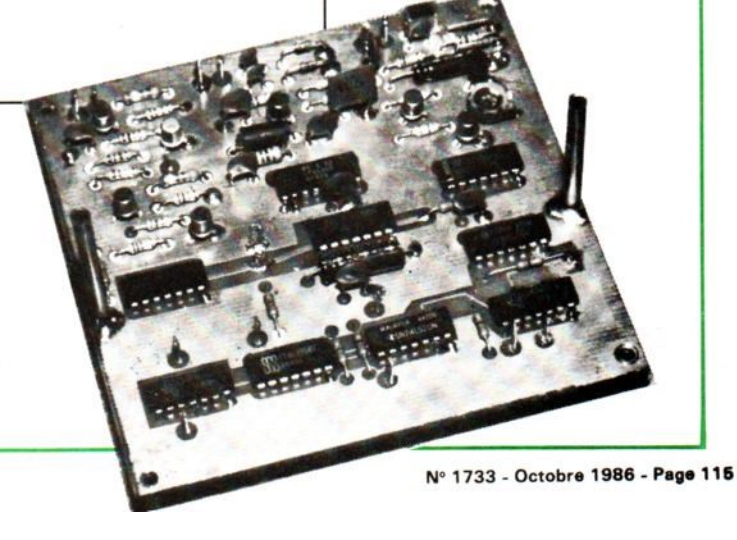


Photo 7
Le circuit C est câblé. Notez le mode de fixation des entretoises.

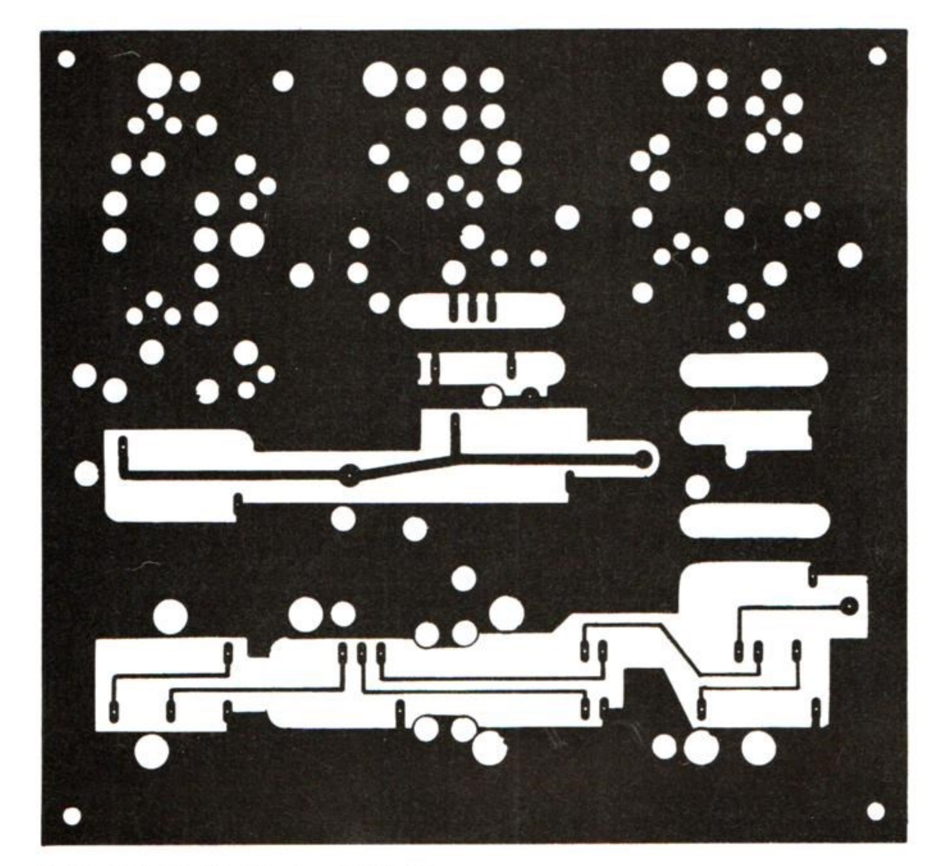


Fig. 21. – Tracé du circuit C côté soudures à l'échelle 1/1.

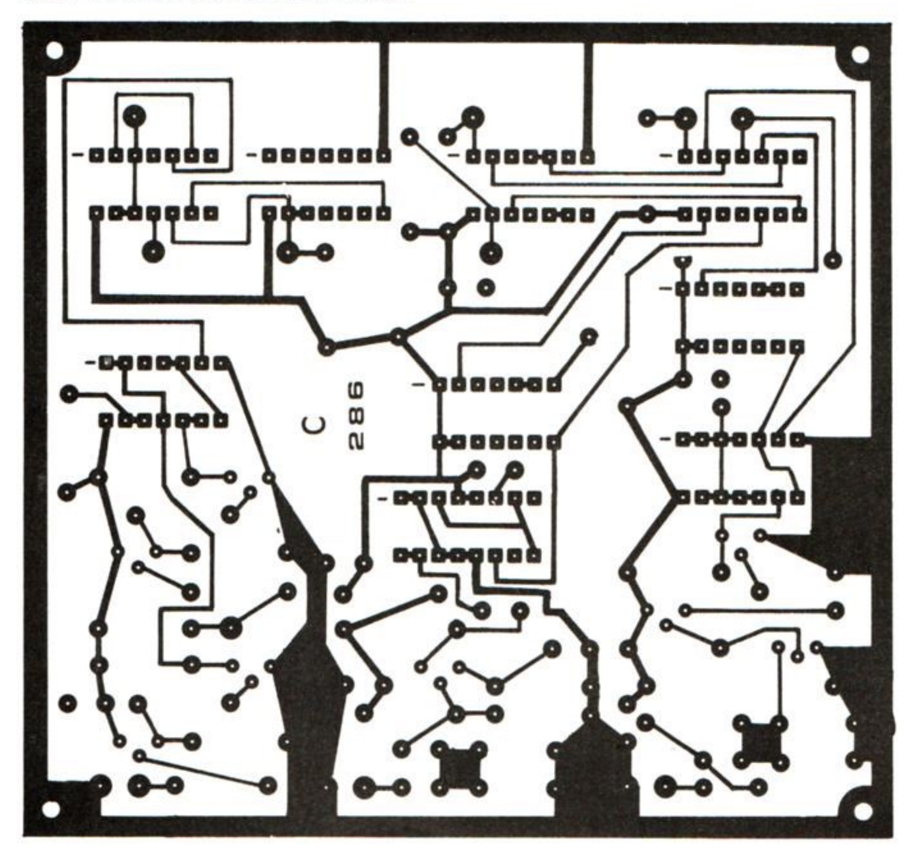


Fig. 22. – Tracé du circuit C côté composants à l'échelle 1/1.

votre oscilloscope au point SA1 et agissez sur AJ_1 jusqu'à lire un signal rectangulaire. Diminuez progressivement l'amplitude du signal d'entrée et réglez à chaque fois AJ_1 pour trouver la sensibilité maximale, qui doit se situer aux alentours de 30 mVeff. Vérifiez également que vous obtenez en SA10 un signal rectangulaire dont la fréquence est le dixième de celle du signal SA1. En cas d'insuccès, vérifiez que le signal est bel et bien présent sur le drain de T_1, l'émetteur de T_2, le collecteur de T_3 et les sorties de IC_{2a} et IC_{2b}.
Injectez sur l'entrée EB un signal d'une fréquence de 20 MHz et d'une amplitude de 30 à 50 mVeff. Vérifiez à l'oscilloscope que vous obtenez en SB10 un signal carré d'une fréquence de 2 MHz, et en SB100 un signal carré d'une fréquence de 200 kHz, ce qui prouve le bon fonctionnement de l'étage d'entrée et des deux prédiviseurs.

Le test de l'impulsiomètre peut se faire à l'aide d'un simple voltmètre. Reliez celui-ci au point SI et constatez que la tension est nulle quand les entrées IP et IN sont « en l'air ». Reliez IN à IP, et constatez que la sortie SI passe à l'état 1 et qu'il en est de même quand IN est reliée à la masse.
Le test de la logique de commande peut maintenant débuter, et ne doit pas poser de problèmes particuliers si votre montage est conforme aux plans. Positionnez K_1 sur « FA », K_3 sur « 1/1 », et reliez l'entrée EA à un signal sinusoïdal de 1 000 Hz/ 100 mVeff. Vérifiez à l'oscilloscope que vous obtenez toujours un signal rectangulaire en SA1 et SA10. Reliez l'entrée de l'oscilloscope en SA, et contrôlez que vous retrouvez le signal SA1 et le même signal inversé en SB. Placez K_3 sur « 10/10 », et vous devez cette fois trouver un signal d'une fréquence 10 fois moins importante sur SA et SB. En cas de problème, contrôlez l'état des sorties des circuits en vous aidant des indications données dans le chapitre consacré à la logique de commande. Effectuez les mêmes tests avec K_1 en position « P » ; le résultat doit être absolument identique. Ce test mené à bien, contrôlez le fonctionnement de l'entrée EB en plaçant K_1 sur « FB », puis celui de l'impulsiomètre avec K_1 sur « I ». Ce dernier test prouve le bon fonctionnement de la

platine C, et il ne nous reste plus qu'à tester le bon fonctionnement du compteur.

Remontez la platine A/B sur ses supports et installez le 7226 sur son support en vérifiant que toutes les broches sont bien enfoncées et que le circuit n'est pas monté à l'envers. Dès la mise sous tension, une partie des afficheurs doit s'allumer suivant la position de K_2. Effectuez les tests du circuit de virgule en jouant sur K_1, K_2 et K_3 et en vous aidant du schéma de la figure 18. Le fonctionnement du compteur doit être immédiat, et seule une erreur de câblage ou un composant défectueux peut être à l'origine d'ennuis. Effectuez quelques mesures à partir des entrées « EA », « EB », et de l'impulsiomètre, et fignolez le réglage de AJ_1 en augmentant progressivement la fréquence du signal sur l'entrée « EA ». Il ne nous reste plus qu'à régler la fréquence d'horloge de la base de temps et, pour ce faire, deux méthodes sont possibles : si vous pouvez disposer d'un fréquencemètre correctement étalonné, mesurez la fréquence d'oscillation du quartz en lisant la fréquence à partir de la sortie OSCILLATOR OUTPUT (broche 38), et agissez sur C_3 jusqu'à obtenir une fréquence de 10 MHz très exactement. Il est bien évident que le réglage ne doit se faire qu'après une mise « en chauffe » du fréquencemètre d'une dizaine de minutes. Si vous ne pouvez disposer d'un fréquencemètre étalon, pas de problème, un petit « bricolage » va vous venir en aide.

Réalisez sur une plaquette d'essai, ou tout autre support, le montage de la figure 27. Ce circuit est constitué de deux décades 74LS90 montées en cascade, pilotées par un inverseur 74LS04, et nous permet de disposer, à partir du signal 10 MHz du 7226, des fréquences suivantes : 2 MHz, 1 MHz, 200 kHz et 100 kHz. Reliez un fil souple de 1 mètre à la sortie « 200 kHz » et approchez-le d'un récepteur radio calé sur la B.B.C. en grandes ondes (200 kHz). Un bourdonnement dont la fréquence varie avec le réglage de C_3 est audible, et il vous suffit de régler C_3 jusqu'à obtenir un battement d'une fréquence la plus basse possible pour caler parfaitement l'horloge du 7226. Cette méthode peut sembler empirique, mais sachez qu'il n'en est rien, car la fréquence de la porteuse de l'émetteur de la B.B.C. est calée par une horloge atomique dont la précision atteint 1.10–12 s par jour !

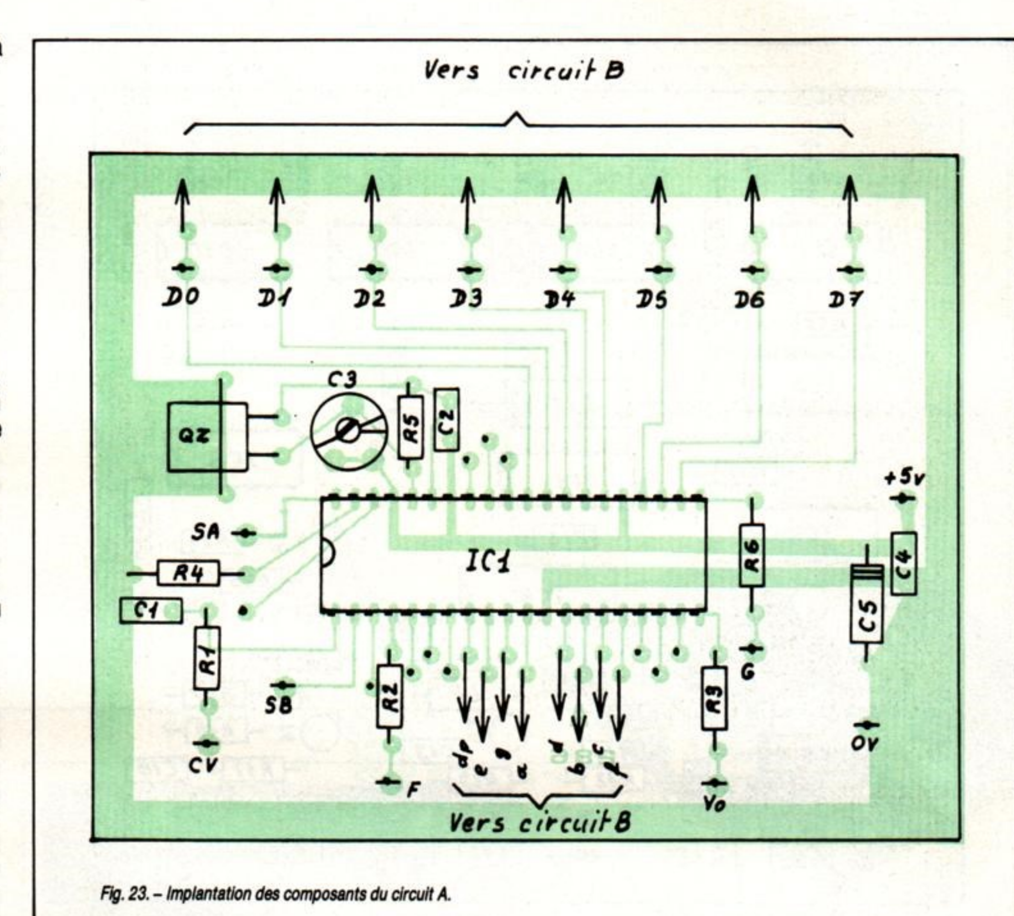


Fig. 23. – Implantation des composants du circuit A.

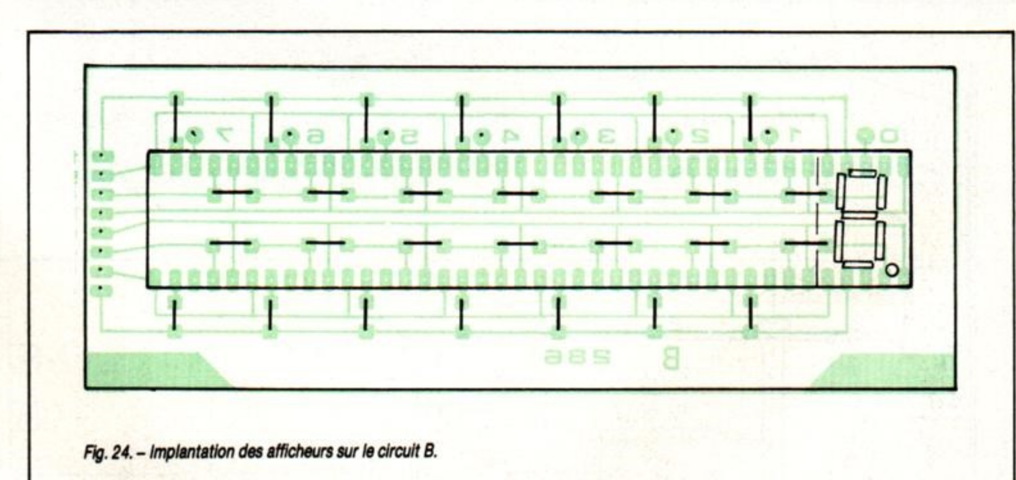


Fig. 24. – Implantation des afficheurs sur le circuit B.

Ce dernier réglage clôture la réalisation du fréquencemètre, et il ne nous reste plus qu'à vous donner quelques conseils d'utilisation avant de passer à l'élément suivant de notre banc de mesure.

d) Conseils d'utilisation

Notre fréquencemètre est d'un emploi très simple, et tout a été mis en

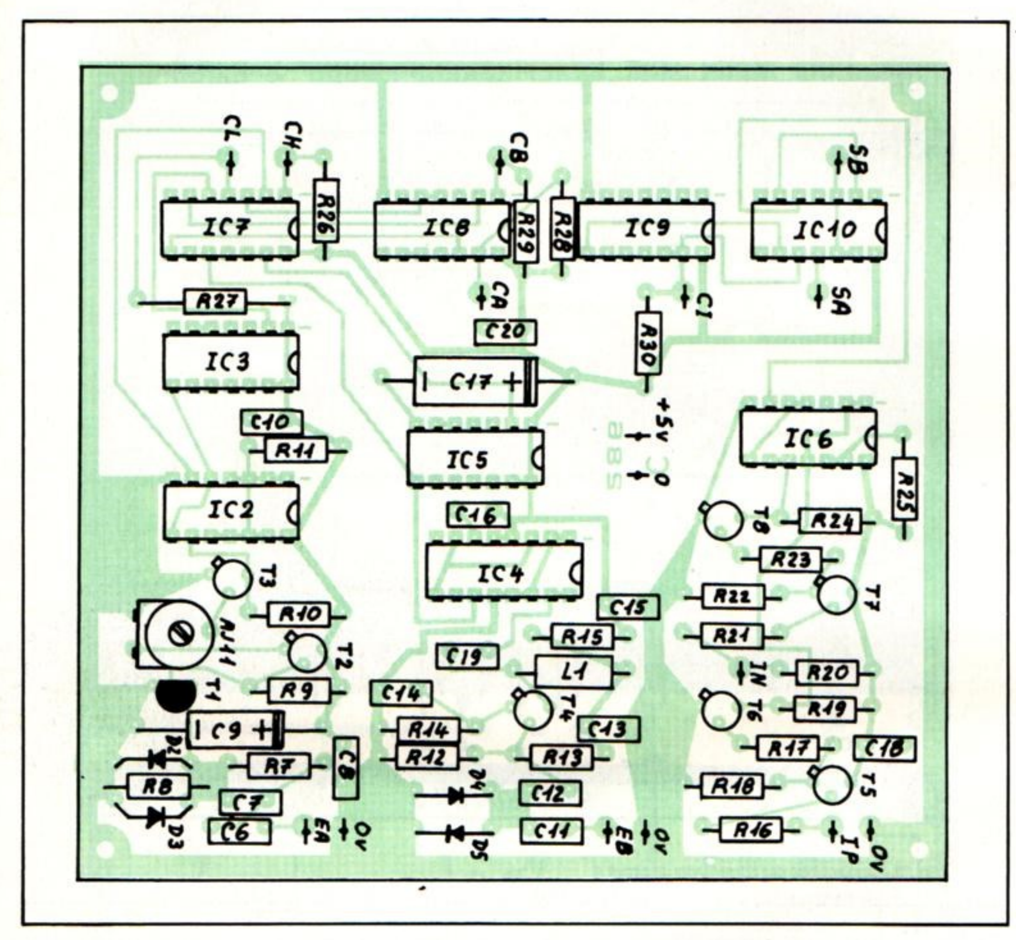


Fig. 25. – Implantation des composants sur le circuit C.

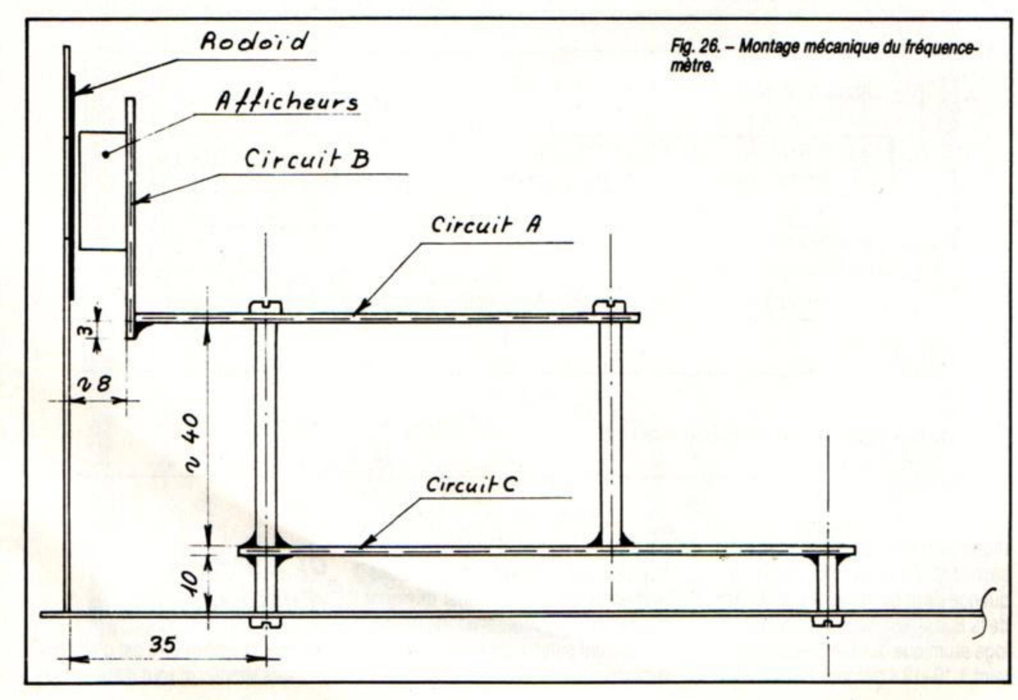


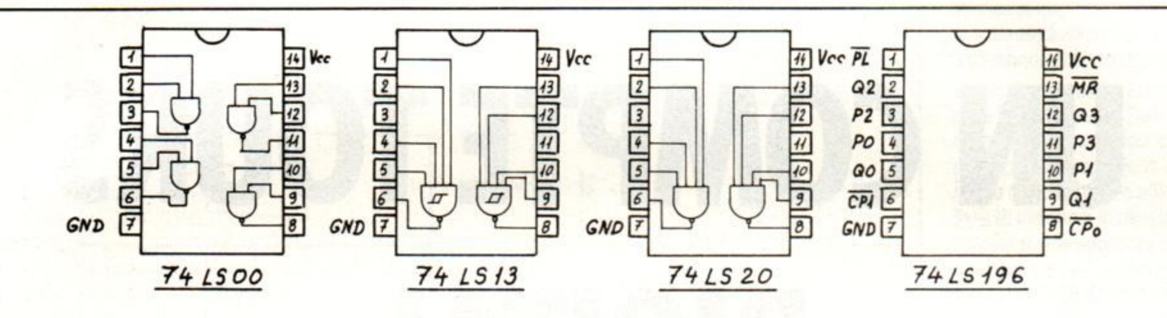
Fig. 26. – Montage mécanique du fréquencemètre.

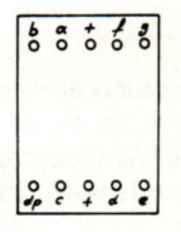
œuvre pour vous apporter un confort d'utilisation optimal. Certaines précautions sont cependant à prendre au niveau du mode de mesure car, et cela est commun à tous les appareils numériques, on a tendance à prendre ce qui est affiché pour vérité d'évangile ! Aussi tenons-nous à vous prodiguer les quelques conseils qui suivent.

L'entrée « EA » est très sensible, et cette sensibilité peut entraîner certaines erreurs de lecture. En effet, si le signal à mesurer est entaché de parasites divers ou de surondulations, vous risquez de lire le signal fondamental plus les parasites. Le remède consiste à utiliser un adaptateur de niveau, qui peut être un simple pont diviseur pour les signaux B.F. ou une sonde atténuatrice d'oscilloscope pour les signaux H.F. Par ailleurs, l'utilisation de la sonde est indispensable dès que l'amplitude des signaux à mesurer dépasse une vingtaine de volts. L'étage d'entrée a beau être correctement protégé, il arrive un moment où la protection ne peut plus rien !

Les capacités parasites des étages d'entrées EA et EB peuvent entraîner une modification de la fréquence d'oscillation du montage sous test. Il est donc conseillé d'effectuer la mesure par couplage à l'aide d'une self appropriée chaque fois que cela est possible, plutôt que de relier directement les cordons de mesure au circuit sous test.

La fonction « périodemètre » est plus précise que la fonction « fréquencemètre » jusqu'à 1 000 Hz ; utilisez-la donc de préférence jusqu'à cette valeur. Par ailleurs, n'oubliez pas que, suivant la gamme choisie, la mesure s'effectue sur 1, 10, 100 ou 1 000 périodes, ce qui signifie que le 7226 effectue la moyenne de 1, 10, 100 ou 1 000 mesures. Cela implique que vos mesures seront de plus en plus sûres à mesure que vous montez en résolution, pour autant que les variations du signal mesuré ne soient pas trop importantes. Ce point est bien entendu commun aux fonctions « périodemètre » et « impulsiomètre » dont le principe est à peu près identique. Nous préférons arrêter ici





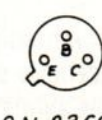


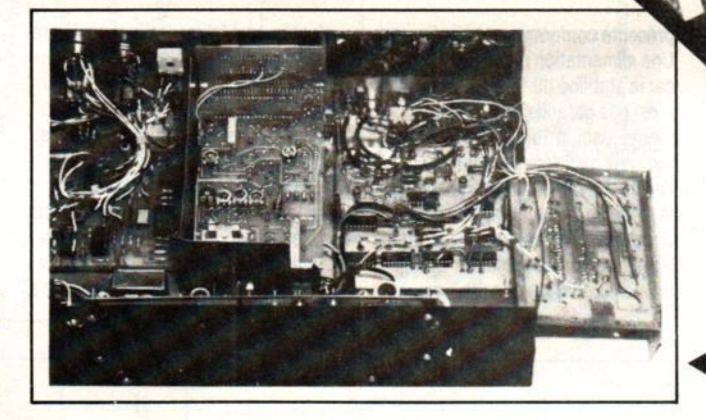


Fig. 28. – Brochage des principaux composants (CI vus de dessus, afficheurs et transistors vus de dessous).

le mode d'emploi du fréquencemètre car, le sujet étant quasi inépuisable, nous serions amenés à occuper la totalité des pages de la revue !
La description du fréquencemètre est terminée, et nous vous donnons rendez-vous au mois prochain pour la description du deuxième élément de notre banc de mesure, qui sera au moins aussi utile que le fréquencemètre puisqu'il s'agira du multimètre numérique.

(à suivre)
P. WALLAERT

Cette série d'articles a débuté dans le n° 1731.



▲ Les circuits sont assemblés à l'aide d'entretoises.

◀ Les circuits du fréquencemètre sont disposés dans le coffret. Notez l'excellente accessibilité aux composants.

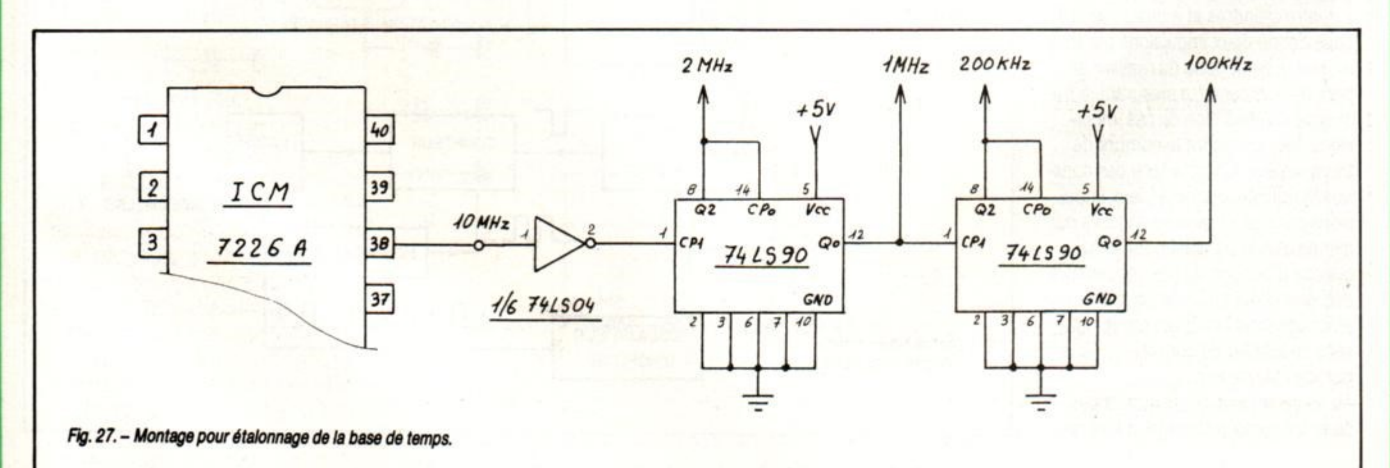


Fig. 27. – Montage pour étalonnage de la base de temps.

REALISEZ UN COMPTE TOURS DIGITAL

Malgré la récente percée de l'électronique automobile, nous avons constaté que le compte-tours n'était pas encore une réalité sur de nombreux véhicules et qu'on ne le rencontrait en fait que sur des modèles sportifs ou de haut de gamme. La réalisation d'un compte-tours ne présente pas de difficulté mais les amateurs que nous sommes ont toujours des problèmes pour se procurer un galvanomètre dont la course de l'aiguille soit assez importante et qui, de plus, résiste bien aux vibrations. Nous avons donc décidé de vous proposer la réalisation d'un compte-tours à affichage numérique dont le prix de revient, grâce à un choix judicieux des circuits utilisés, est au plus égal à celui de son homologue à aiguille.

PRINCIPE DE L'APPAREIL

Pour compter le nombre de tours faits par un moteur par minute, il faut disposer d'un capteur donnant une telle information avec, éventuellement, un coefficient multiplicatif fixe et connu. Ce capteur existe sur la majorité des véhicules sous la forme du rupteur ou de son équivalent électronique. En effet, aux bornes du rupteur, on dispose d'une impulsion électrique pour chaque allumage d'un cylindre ce qui, pour un moteur à quatre cylindres et à quatre temps nous donne deux impulsions par tour moteur. Il suffit donc de réaliser un petit fréquencemètre mesurant la fréquence de répétition de ces impulsions pour connaître le nombre de tours moteur. Compte tenu des constantes qui interviennent (deux impulsions par tour et mesure en tours par minute et non par seconde), la fréquence d'horloge du fréquencemètre doit être choisie afin de permettre un affichage direct en tours par minute sans nécessiter de conversion de la part de l'utilisateur.
Au vu de cet exposé, le synoptique de notre compte-tours peut être représenté conformément à la figure 1. Une alimentation régulée est prévue car la stabilité du 12 V du véhicule n'est pas garantie (cette tension monte jusqu'à 16 V si le moteur tourne à haut régime) ; par ailleurs, l'alimentation 12 V d'un véhicule est le siège de violentes surtensions dues à certains appareils électriques (moteur d'essuie-glace par exemple) qui perturbent les circuits logiques classiques. L'alimentation régulée résoud tous ces problèmes d'un seul coup.
Les impulsions en provenance du rupteur du véhicule sont de forme et d'amplitude assez mal déterminées ; elles sont donc mises en forme et limitées en amplitude grâce à une circuiterie adéquate. Elles peuvent ensuite être appliquées à un compteur qui dispose d'une entrée de remise à zéro. Les sorties de ce compteur arrivent sur des latches qui ne sont rien d'autre que des bascules chargées de mémoriser l'état du compteur lorsque l'on applique une impulsion sur leur patte LE. La sortie de ces latches commande des afficheurs classiques 7 segments.
Un oscillateur à fréquence fixe (mais ajustable lors de la mise au point) délivre des impulsions à cadence ré-

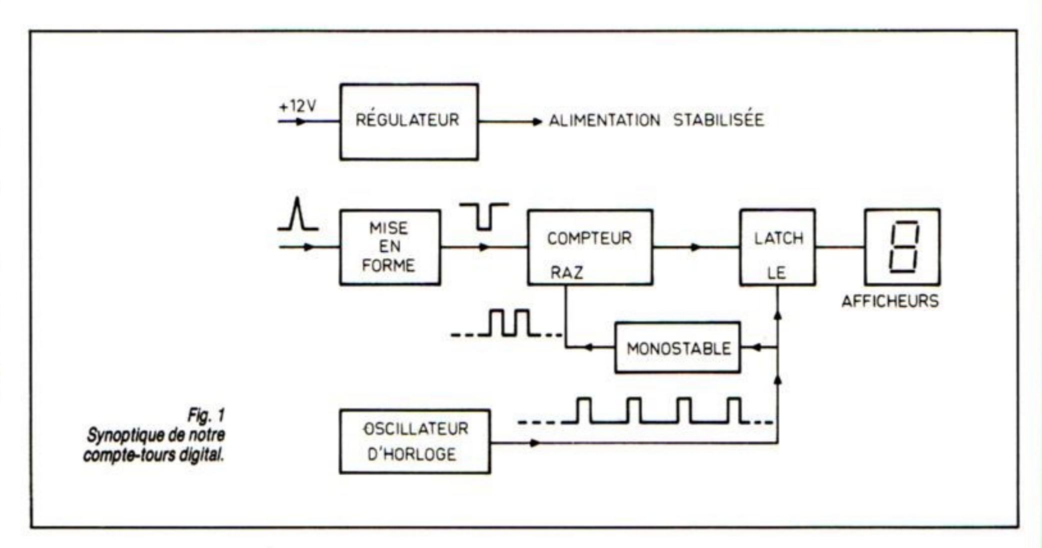


Fig. 1 Synoptique de notre compte-tours digital.

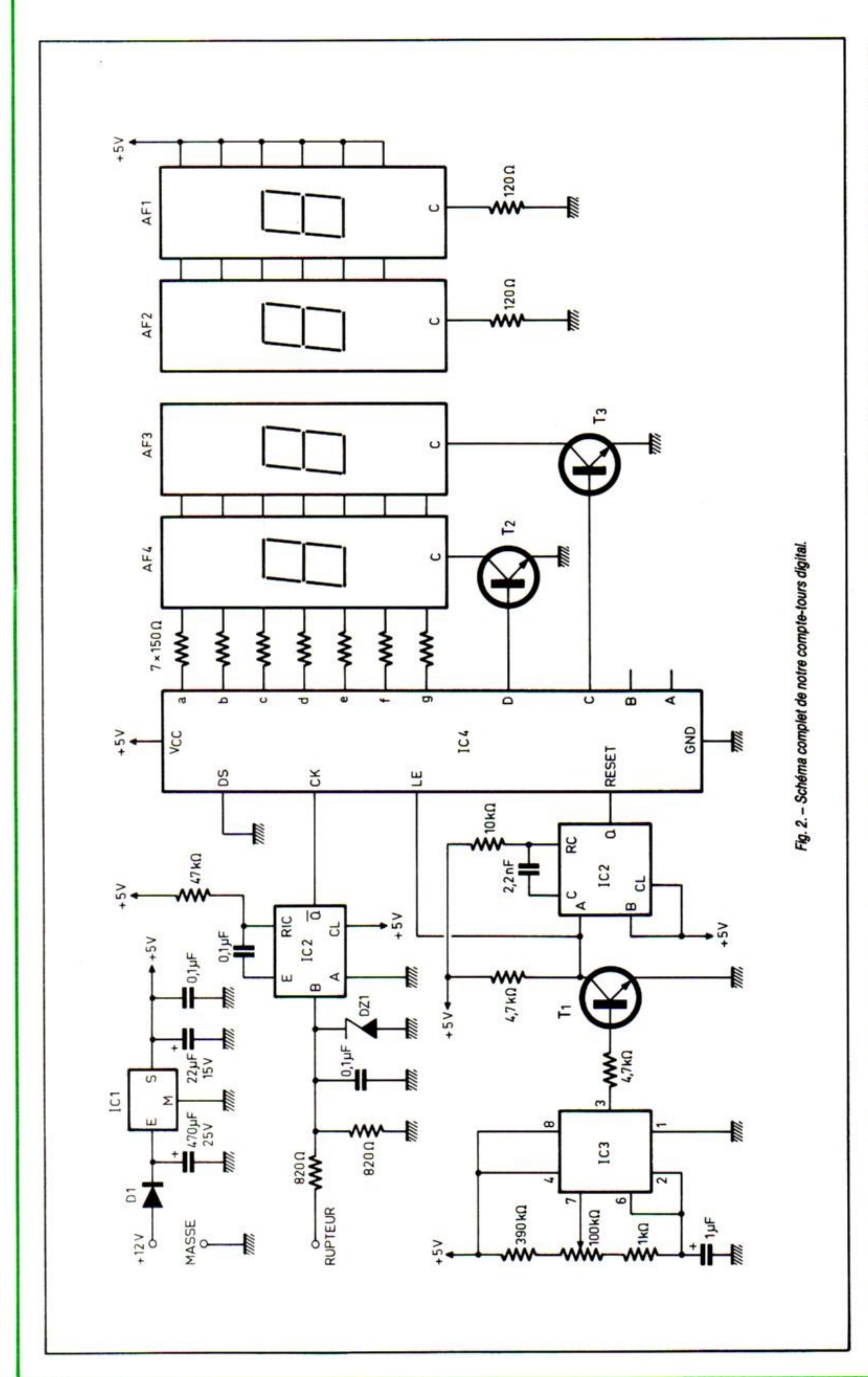


Fig. 2. – Schéma complet de notre compte-tours digital.

gulière, impulsions qui valident les latches et qui, lorsque c'est fait, font une remise à zéro du compteur grâce à un monostable de retardement.

Le fonctionnement s'explique donc de la façon suivante. Suite à une remise à zéro, le compteur commence à compter les impulsions en provenance du rupteur. Les afficheurs sont fixes et indiquent le résultat du comptage précédent car la patte LE n'est pas validée. Au bout d'un certain temps (défini par la fréquence de l'oscillateur d'horloge), les latches sont validés et font donc passer sur leurs sorties la valeur atteinte par le compteur. A la suite de cela, le compteur est remis à zéro et un nouveau cycle recommence. Vous concevez donc facilement que si le temps qui s'écoule entre deux impulsions LE est bien choisi, les afficheurs vont pouvoir indiquer un nombre de tours du moteur par minute (en fait un nombre d'impulsions du rupteur par seconde).

NOTRE SCHEMA

Bien que ce principe soit relativement simple, sa réalisation il y a seulement quelques années aurait nécessité un nombre impressionnant de circuits intégrés. Aujourd'hui, grâce à un circuit bien choisi (et facilement disponible !), elle se réduit à quelque chose de très simple comme vous pouvez le constater à l'examen de la figure 2. Cette simplicité est due au circuit intégré IC_4 qui n'est autre qu'un MM74C926 de National Semiconducteur dont le synoptique interne simplifié vous est proposé figure 3.

Ce circuit contient quatre compteurs par dix, cascadés et reliés à quatre latches. Ces latches disposent d'une ligne de validation commune et peuvent même être mis en mode transparent pour les applications qui le nécessitent. Les sorties de ces latches aboutissent sur un multiplexeur qui commande les afficheurs *via* des amplificateurs de puissance (débit maximum de 40 mA). Rappelons que le principe d'un affichage multiplexé est d'allumer chaque chiffre tour à tour, utilisant pour cela le phénomène de persistance des impressions rétiniennes qui permet de faire croire à l'œil que tous les afficheurs sont allumés en permanence. L'affi-

chage multiplexé permet de réduire très fortement le câblage d'une application puisque, dans le cas de quatre chiffres, il faut 32 fils de liaison pour un affichage classique contre seulement 11 pour un affichage multiplexé.
Cela étant dit, revenons à notre schéma afin de l'analyser. L'alimentation est confiée à un régulateur intégré classique IC_1 qui, à partir du 12 V, délivre une tension de 5 V propre à satisfaire les circuits logiques utilisés qui sont de la famille TTL. Remarquez la diode D_1 qui protège le montage en cas d'inversion de polarité lors de l'installation dans le véhicule.
Les impulsions en provenance du rupteur sont réduites par un pont diviseur à résistances et limitées à 4,7 V grâce à la diode Zener DZ_1. Elles commandent alors le monostable IC_2 qui génère des impulsions calibrées de 3 ms. La taille de ces dernières permet de s'affranchir des éventuelles imperfections ou rebondissements dont sont affectées les impulsions en provenance du rupteur. Elles attaquent ensuite l'entrée horloge du MM 74C926 (IC_4).
L'oscillateur d'horloge est réalisé autour d'un classique 555 monté en multivibrateur dont la fréquence de fonctionnement est ajustable grâce à un potentiomètre. Ce circuit n'est pas d'une grande stabilité mais c'est plus que suffisant pour l'application

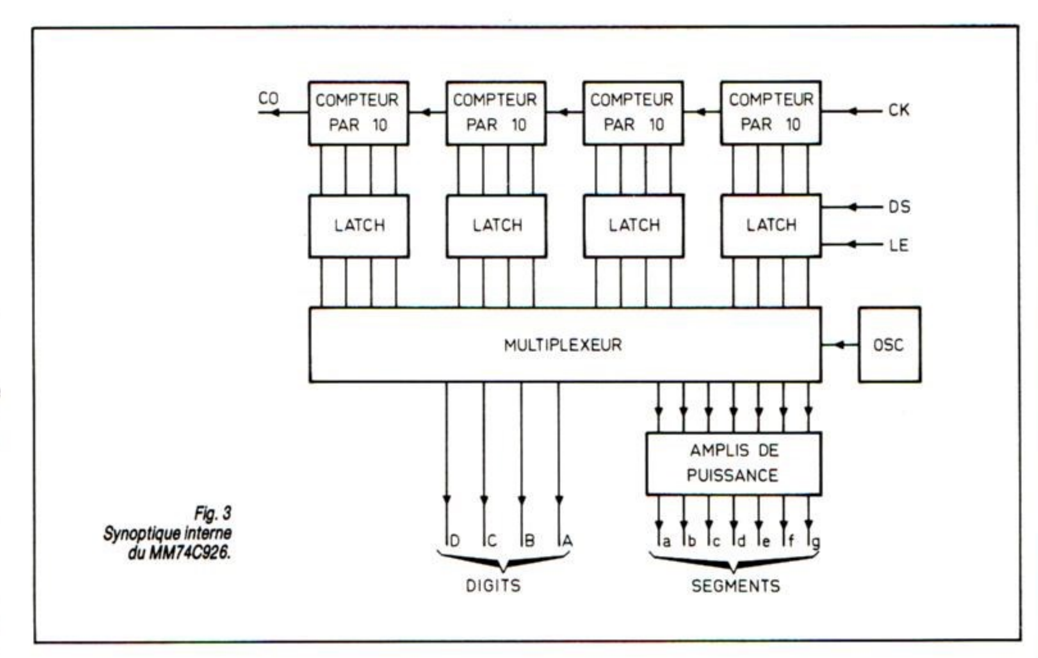


Fig. 3
Synoptique interne du MM74C926.

envisagée, le comptage des tours ne se faisant pas à une unité près, loin de là. Le transistor T_1 inverse les signaux de sortie afin qu'ils soient aptes à commander la patte LE d'activation des latches du MM 74C926 et, simultanément, le monostable de remise à zéro constitué par la deuxième moitié de IC_2.
Le MM 74C926 commande deux afficheurs AF4 et AF3 *via* des résistances de limitation de courant, surtout

Repère	Nombre	Type
IC_1	1	LM 340T5, MC 7805, μA 7805, régulateur 5 V, 1 A, TO 220
IC_2	1	SN 74LS221
IC_3	1	555
IC_4	1	MM74C926
T_1, T_2, T_3	3	BC 107, 108. 109, 547, 548, 549, 2 N2222, etc.
D_1	1	1N4001 à 1N4007
DZ_1	1	Zener 4,7 V, 0,4 W ; par exemple BZY 88C4V7
AF1 à AF4	4	Afficheurs 7 segments à LED à cathodes communes de 0,3" ; par exemple MAN 74A.
	17	Résistances 1/2 W 5 ou 10 % carbone : 2 × 120 Ω, 7 × 150 Ω, 2 × 820 Ω, 1 × 1 kΩ, 2 × 4,7 kΩ, 1 × 10 kΩ, 1 × 47 kΩ, 1 × 390 kΩ.
	3	Condensateurs chimiques : 1 × 470 μF 25 V, 1 × 22 μF 15 V, 1 × 1 μF 35 V tantale goutte.
	4	Condensateurs polyester ou céramique : 3 × 0,1 μF, 1 × 2,2 nF.
	7	Supports de circuits intégrés : 1 × 8 pattes, 4 × 14 pattes, 1 × 16 pattes, 1 × 18 pattes.

Fig. 4. – Nomenclature des composants.

nécessaires pour réduire la dissipation de puissance du circuit. Les transistors T_1 et T_2 commandent les cathodes des afficheurs en fonction des informations fournies par le multiplexeur contenu dans IC_4.
Nous aurions pu laisser le montage comme cela et il aurait alors indiqué des centaines de tours par minute. Comme cela n'est pas très joli, nous avons ajouté deux afficheurs qui indiquent 00 en permanence du fait de leur câblage. Le compte-tours donne de ce fait ses indications en tours par minute, ce qui est plus agréable.
Attention ! Il aurait été possible de câbler AF2 et AF1 comme les deux autres afficheurs et de les commander à partir de A et B par deux transistors. On aurait eu ainsi une indication vraie du nombre de tours et non, comme c'est le cas, une indication arrondie à la centaine de tour. Cependant, du fait de l'instabilité de la vitesse de rotation exacte d'un moteur, cette solution n'est pas exploitable pratiquement, les chiffres des unités et des dizaines étant sans cesse en train de changer. Faites-nous confiance et laissez donc le schéma tel qu'il est.

LA REALISATION

La nomenclature des composants vous est proposée figure 4 et ne présente pas de difficulté majeure. Si vous ne trouvez pas le MM 74C926, sachez qu'il y en a chez Beric, 43, rue Victor-Hugo à Malakoff, mais ce n'est pas le seul fournisseur possible.
Le reste est très classique. Si vos afficheurs n'ont pas la même référence que nous, ce n'est pas grave du moment qu'ils sont à cathodes communes et que ce sont des modèles à LED 7 segments de 0,3 pouce de haut. Vérifiez tout de même leur brochage avant de dessiner le circuit imprimé et faites éventuellement les retouches nécessaires. Les supports sont facultatifs et dépendent de vos aptitudes de soudeur.
La réalisation fait appel à deux circuits imprimés dont les tracés à l'échelle 1 sont indiqués figures 5 et 6. L'un supporte les afficheurs et l'autre le reste du montage. La liaison entre les deux peut être faite avec du câble en nappe et atteindre une trentaine de centimètres sans difficulté. Cela permet toutes les fantaisies d'intégration que vous pouvez souhaiter.
La mise en place des composants sera faite dans l'ordre classique : composants passifs puis composants actifs en suivant les indications des figures 7 et 8. Commencez par les straps dont un passe sous l'afficheur AF3. Continuez par les supports puis les résistances et les condensateurs. Si vous utilisez des supports pour les afficheurs, coupez les pattes inutili-

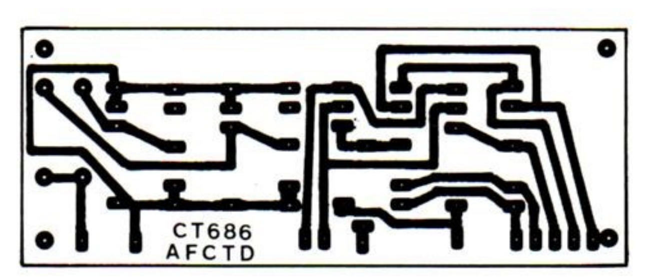


*Fig. 5
Circuit imprimé des afficheurs, vu côté cuivre, échelle 1.*

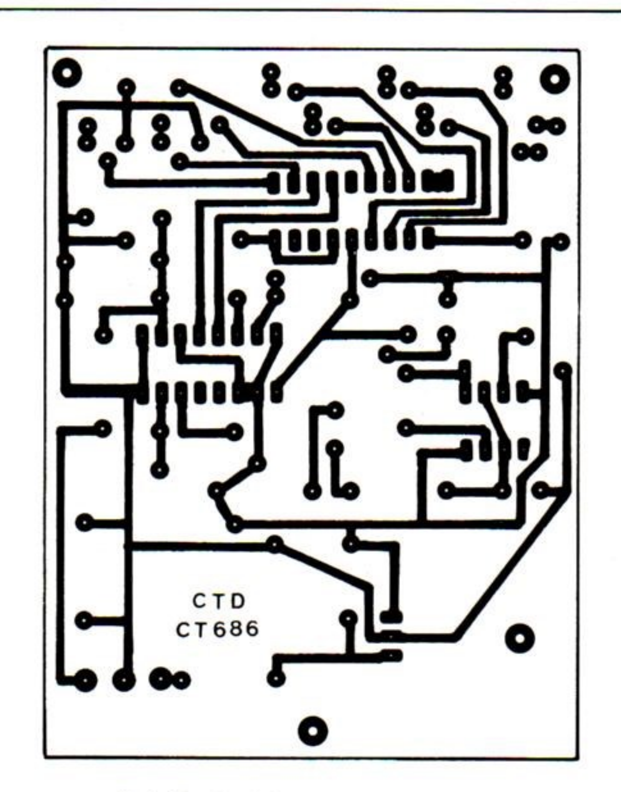


Fig. 6. – Circuit imprimé principal, vu côté cuivre, échelle 1.

sées de façon à pouvoir les mettre en place sur le circuit imprimé.
Le régulateur est monté sur un radiateur de quelques cm² qui peut être un modèle du commerce ou, plus simplement, un U en dural de 1 mm d'épaisseur. Vérifiez bien le sens des diodes, des transistors et des circuits intégrés.
Le câblage entre les deux circuits sera fait en fil souple isolé de petit diamètre ; le plus pratique étant évidemment d'utiliser du câble en nappe comme sur notre maquette. Veillez à bien respecter les repérages des bornes indiqués sur les figures 7 et 8, sinon vous risquez d'afficher des chiffres étranges !

REGLAGE ET UTILISATION

Les essais du montage peuvent être faits sur table avec une alimentation délivrant une dizaine de volts ou plus. Sans impulsion appliquée à la borne rupteur, l'affichage doit indiquer 0, sinon une erreur de câblage ou un composant défectueux est à craindre. Le calibrage de l'appareil peut être fait grâce à un générateur de fonctions ou d'impulsions ou, plus simplement, avec le secteur EDF. Il suffit, en effet, de faire le montage de la figure 9 avec n'importe quel transformateur délivrant une dizaine de volts environ (de 9 à 18 V en fait) pour disposer d'une source de 100 Hz. Le potentiomètre du compte-tours peut alors être ajusté pour que l'application de cette tension à l'entrée rupteur fasse afficher 3 000 tours. Une goutte de vernis sera alors la bienvenue pour bloquer ce dernier afin que les vibrations du véhicule ne le fassent pas dévier de sa position.
La mise en boîte du montage est laissée entièrement à votre initiative car elle est peu critique, de même que l'installation sur le véhicule.
L'alimentation positive sera prise après un fusible quelconque du tableau de bord en veillant à ce que le 12 V n'y soit disponible que lorsque le contact est mis afin que le compte tours ne soit sous tension que dans ce cas. La masse sera n'importe quelle vis fixée à la carosserie (attention aux vis des tableaux de bord qui, du fait d'un usage intensif de plastique, sont souvent totalement isolées de la masse).
La connexion « rupteur » du montage sera prise directement sur la borne rupteur de la bobine sur toutes les voitures à allumage conventionnel. Le fonctionnement doit être immédiat.

LES CAS PARTICULIERS

Ils sont au nombre de deux : les véhicules ne disposant que d'une alimentation 6 V et ceux équipés avec un allumage électronique.
Pour les premiers, il n'y a pas de solution si ce n'est de remplacer le régulateur par un ensemble diode Zener et transistor, car un régulateur intégré 5 V ne peut fonctionner avec seulement 6 V en entrée.
Pour ce qui est des véhicules équipés d'un allumage électronique, plusieurs situations peuvent se présenter. Soit vous disposez d'un allumage utilisant toujours le rupteur d'origine, auquel cas il ne doit pas y avoir de problème de prélèvement d'impulsion ; soit vous avez un allumage électronique intégral avec capteur inductif, et dans ce cas il y a assez peu d'espoir de pouvoir utiliser le montage. Dans ce dernier cas, vérifiez tout de même

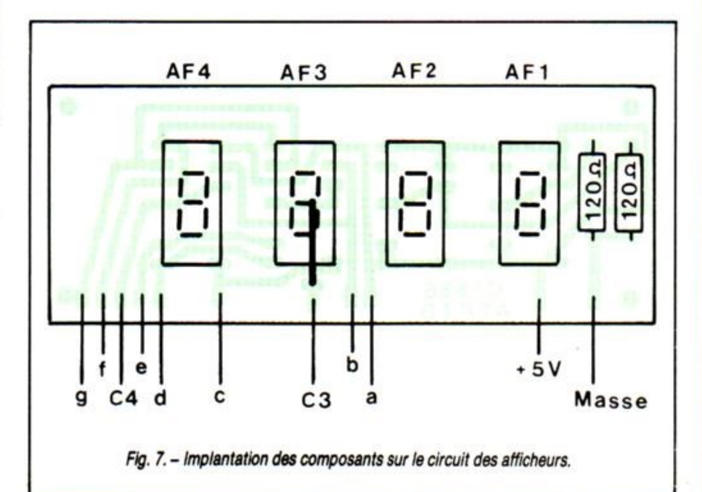


Fig. 7. – Implantation des composants sur le circuit des afficheurs.

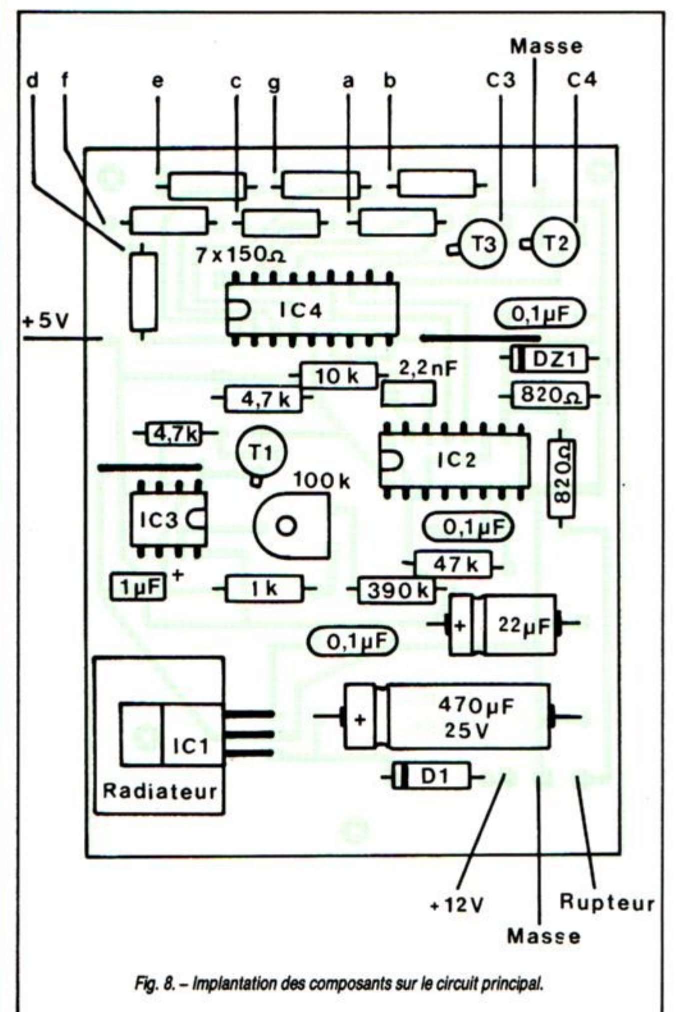


Fig. 8. – Implantation des composants sur le circuit principal.

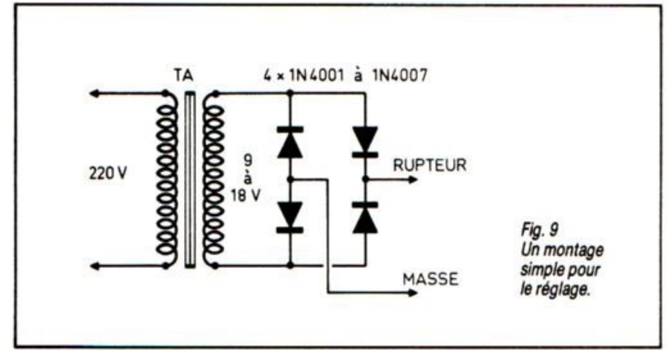


Fig. 9
Un montage simple pour le réglage.

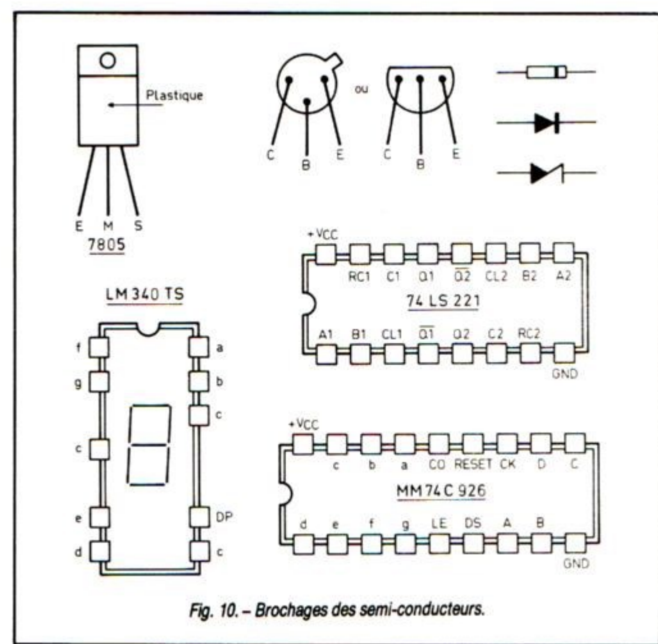
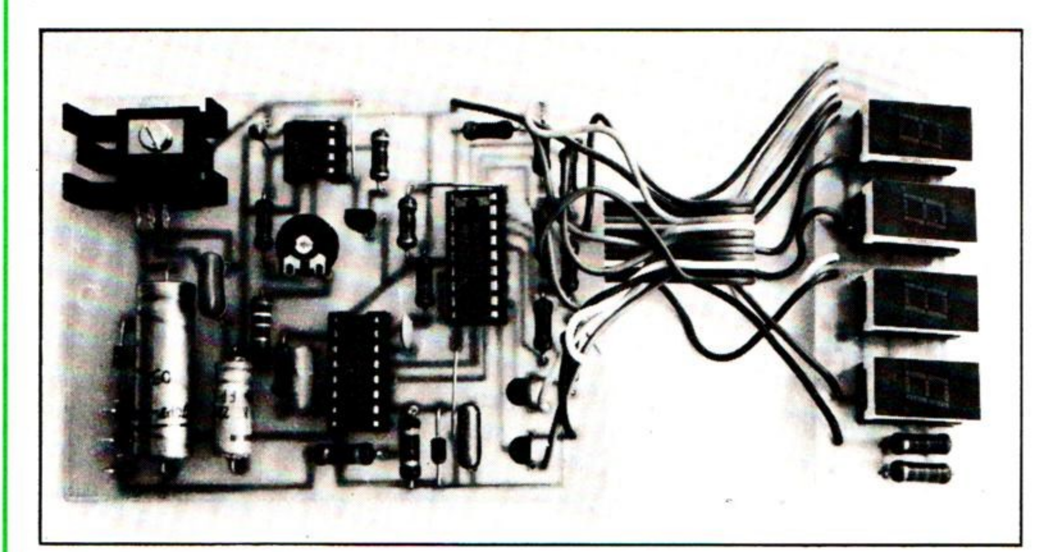


Fig. 10. – Brochages des semi-conducteurs.



Le circuit imprimé principal au câblage aéré.

s'il n'existe pas sur votre allumage une borne compte-tours sur laquelle vous pourriez peut être récupérer les impulsions désirées.

Nous sommes bien conscients du fait que nous restons assez vague pour le traitement de ces cas particuliers, mais la diversité des systèmes d'allumages électroniques actuels et la quasi-impossibilité qu'il y a à obtenir de la documentation technique complète et sérieuse à leur sujet ne nous permet pas d'en dire plus.

CONCLUSION

Si vous n'aimez pas faire souffrir votre moteur, voici de quoi contrôler précisément son régime, à peu de frais et avec un montage résolument moderne.

C. TAVERNIER





UN WATTMETRE A DIODES ELECTROLUMINESCENTES

S'il est quelque chose que de nombreuses personnes sont incapables d'évaluer, c'est bien la puissance de sortie de leur chaîne HiFi ou, plus exactement, la puissance à laquelle fonctionne cette dernière à un instant donné. Si tel était le cas, gageons que de nombreux amplificateurs de forte puissance ne se vendraient plus !
Pourquoi une telle évaluation est-elle si difficile ? Pour plusieurs raisons parmi lesquelles on peut citer : l'imperfection de l'oreille, l'influence du local d'écoute, le rendement des enceintes, le type de musique écouté, etc.
Nous vous proposons, pour un investissement minime, d'avoir une idée précise en ce domaine grâce à un wattmètre dont le temps de réponse est quasi nul, puisque son indicateur n'est pas un classique galvanomètre à aiguille mais une rangée de diodes électroluminescentes.

Un circuit très pratique

Construire un wattmètre n'est pas, sur le papier, une opération très compliquée. Il suffit en effet de prélever la tension disponible aux bornes du ou des haut-parleurs, de la redresser et de l'appliquer ensuite à un indicateur. Où cela se complique un peu, c'est lorsque l'on sait que la puissance est proportionnelle au carré de la tension et que, de ce fait, la graduation de l'indicateur utilisé ne peut pas être linéaire. De plus, si l'on veut un wattmètre rapide, un indicateur à aiguille peut ne pas convenir en raison de sa lenteur.

L'utilisation de diodes électroluminescentes à la place du galvanomètre à aiguille permet de résoudre le problème de rapidité mais complique le schéma car il faut piloter ces LED à partir d'une batterie de comparateurs qui se chargeront de les allumer tour à tour. De plus, compte tenu de la remarque faite ci-avant sur la non-linéarité d'échelle, il faut que ces comparateurs reçoivent des tensions respectant une progression quadratique.

Jusqu'à ces dernières années, un tel appareil nécessitait plusieurs boîtiers de circuits intégrés et un réseau de résistances de précision. Aujourd'hui, une telle entreprise est grandement facilitée par un circuit intégré très courant de National Semiconducteur : le LM 3915. Ce circuit intégré contient en effet tout ce qu'il faut pour notre wattmètre comme le montre son synoptique simplifié présenté figure 1.

Nous y voyons en effet une diode d'entrée précédant un suiveur de tension qui commande une série de 10 comparateurs. Ces derniers reçoivent sur leurs autres entrées des tensions issues d'un réseau diviseur à résistances, alimenté par une source de tension de référence également intégré dans le circuit. Les valeurs de ces résistances confèrent aux différents échelons de tension délivrés une progression logarithmique qui permet donc à chaque LED de s'illuminer chaque fois que la tension d'entrée est multipliée par racine de 2 et, donc, chaque fois que la puissance mesurée double.

Les sorties des comparateurs sont munies de sources à courant constant qui leur permettent de commander directement des LED sans résistance de limitation externe. De plus, une logique intégrée permet de faire fonctionner le circuit en mode « point » ou en mode « segment ». En mode point, une seule LED s'allume à un instant donné compte tenu du niveau d'entrée. En mode segment, toutes les LED de 0 au niveau d'entrée s'allument.

FIGURE 1. – Synoptique interne du LM 3915.

Le schéma

Avec un tel circuit, la réalisation d'un wattmètre devient un jeu d'enfant puisque le schéma se réduit à ce que vous pouvez voir figure 2.

La tension prélevée aux bornes des haut-parleurs est divisée par un pont de résistances, pont qui est commutable en fonction de l'impédance des haut-parleurs. Les deux valeurs normalisées classiques 4 Ω et 8 Ω ont été prévues. Cette tension est alors appliquée sans plus de traitement à l'entrée du LM 3915. Le pont diviseur 390 Ω, 2,7 kΩ, fixe la valeur de la tension de référence tandis que le commutateur S_1 permet de choisir à tout instant entre un fonctionnement en mode point ou en mode segment.

Les dix LED sont connectées directement aux pattes de sorties prévues à cet effet et correspondent aux puissances indiquées sur cette même figure. L'alimentation est découplée par un condensateur de 2,2 μF et sa tension peut être comprise entre 12 et 20 V.

Bien qu'elle puisse parfois être prélevée sur l'amplificateur associé au wattmètre, nous avons voulu faire un montage autonome et un schéma fort simple vous est donc proposé figure 3. Un transformateur suivi de deux diodes, d'un chimique de filtrage et d'un classique régulateur intégré 12 V suffit à alimenter deux versions du montage de la figure 2 afin de constituer un wattmètre stéréo.

A ce propos, nous devons préciser que rien ne vous oblige à réaliser deux fois le schéma de la figure 2. Il est en effet possible de mesurer simultanément la puissance des deux voies d'un ampli stéréo et d'indiquer la puissance globale disponible. Pour cela, il suffit de modifier le schéma de l'étage d'entrée du wattmètre comme indiqué figure 4.

La réalisation

La nomenclature des composants vous est présentée figure 5. Elle ne devrait poser aucun problème tant les composants utilisés sont classiques. Précisons que cette nomenclature concerne une réalisation stéréo vraie, c'est-à-dire une alimentation et deux modules identiques à celui de la figure 2. Si vous comptez réaliser une version modifiée comme expliqué ci-avant, effectuez les corrections nécessaires.

Le dessin du circuit imprimé de l'alimentation vous est proposé figure 6. Son tracé très simple permet de le réaliser avec n'importe quelle méthode, même la plus rudimentaire. Veillez simplement à retoucher le dessin au niveau des pattes du transformateur selon le modèle que vous aurez pu vous procurer, la standardisation n'étant pas de mise en ce domaine.

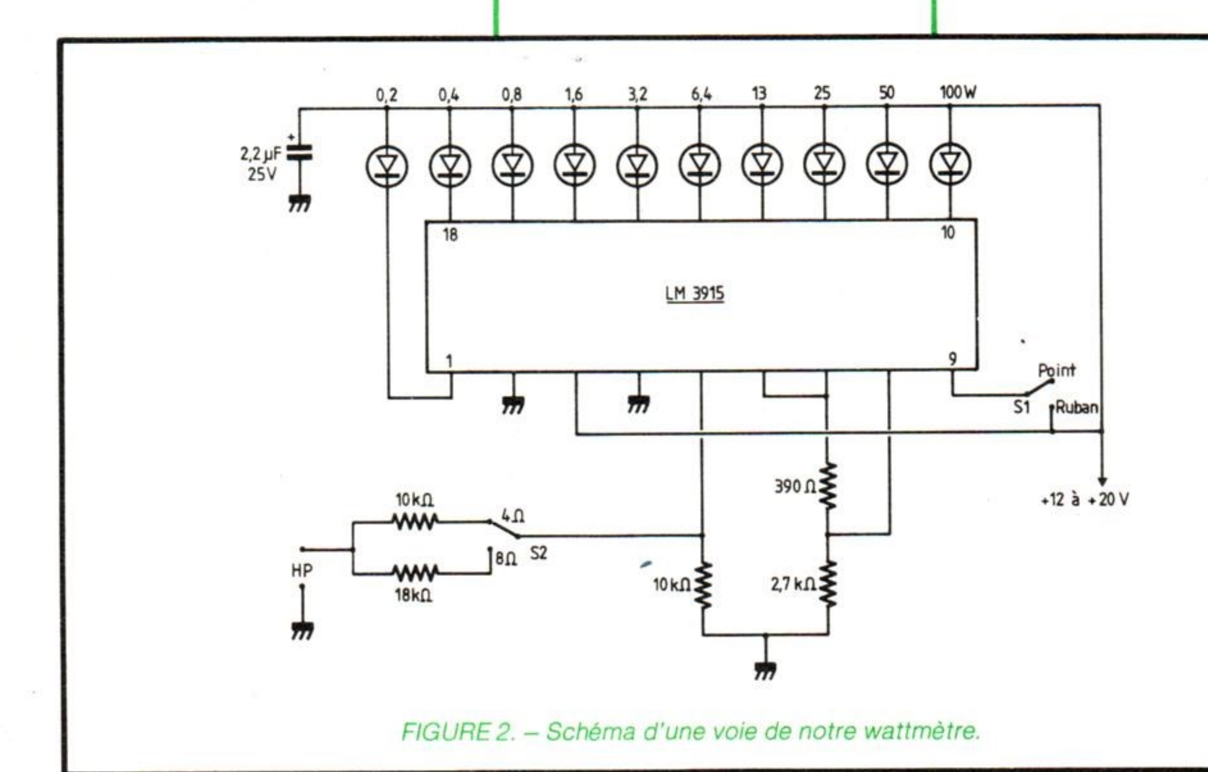


FIGURE 2. – Schéma d'une voie de notre wattmètre.

Une fois le montage terminé et vérifié en utilisant le plan d'implantation de la figure 7, la connexion au secteur permet de s'assurer de la présence du 12 V en sortie et de passer à la phase suivante. Celle-ci n'est autre que la réalisation du ou des circuits imprimés de la figure 8 qui, ici encore, peuvent être obtenus par n'importe quelle méthode. Comme vous pouvez le constater à l'examen du plan d'implantation, nous avons prévu un montage assez espacé des LED car nous trouvons cela plus esthétique en face avant du boîtier du wattmètre. Ce n'est qu'affaire de goût et rien ne vous empêche de retoucher le dessin à ce niveau. On peut même envisager d'utiliser des LED rectangulaires, montées jointives dans ce cas, pour constituer un vrai ruban lumineux.

Ces LED pourront être de la couleur de votre choix mais, si vous souhaitez une luminosité homogène, devront être choisies autant que possible chez un seul et même fabricant.

Le tracé de la partie gauche du circuit imprimé peut recevoir les deux versions d'atténuateurs d'entrée selon que vous utilisiez deux circuits ou un seul modifié comme indiqué figure 4. La figure 10 indique d'ailleurs l'implantation à respecter dans ce dernier cas.

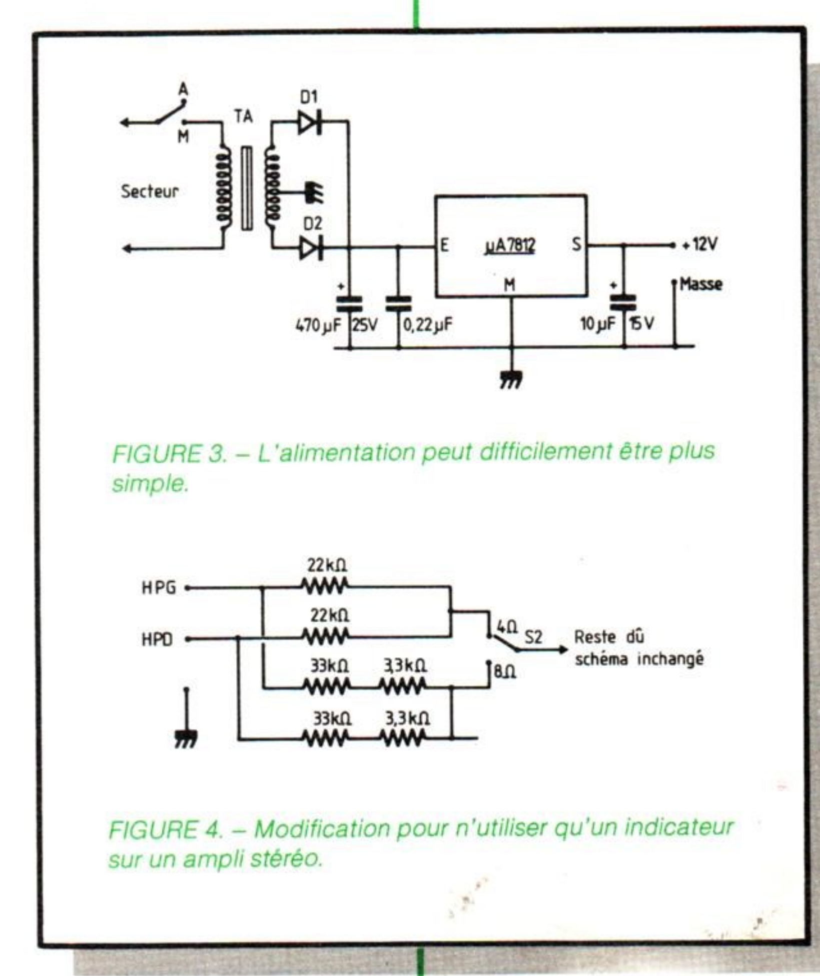


FIGURE 3. – L'alimentation peut difficilement être plus simple.

FIGURE 4. – Modification pour n'utiliser qu'un indicateur sur un ampli stéréo.

L'utilisation

Le ou les deux circuits imprimés seront montés dans le boîtier de votre choix dont les seules commandes accessibles seront un interrupteur marche/ arrêt, le commutateur d'impédance et S_1 pour choisir le type d'affichage. Si vos idées sont bien arrêtées, ces deux derniers réglages peuvent même disparaître et être câblés en interne. Un soin tout particulier devra être apporté aux trous devant recevoir les LED car toute l'esthétique du montage en dépend. Par ailleurs, remarquez que, compte tenu du brochage du LM 3915 et du tracé du circuit imprimé, ce dernier doit être monté composants vers le bas si vous souhai-

Nombre	Type
2	LM 3915
1	μA 7812, MC 7812, LM 340 T12
2	1N 4001 à 1N 4007 (D_1 et D_2)
20	LED n'importe quel type (voir texte)
1	Transformateur 220 V, 2 × 15 V, 2 VA ou plus pour CI
4	Condensateurs chimiques : 1 × 470 μF 25 V, 1 × 10 μF 15 V, 2 × 2,2 μF 25 V
1	Condensateur polyester : 1 × 0,22 μF
10	Résistances 1/2 W 5 % : 2 × 390 Ω, 2 × 2,7 kΩ, 4 × 10 kΩ, 2 × 18 kΩ
2	Commutateurs 2c 2p (S_1 et S_2)
1	Commutateur 1c 2p (A-M)
2	Supports 18 pattes (facultatifs)
1	Boîtier

FIGURE 5. – Nomenclature des composants en version stéréo.

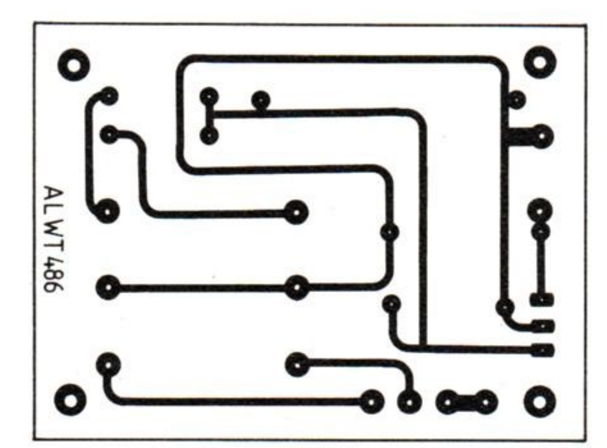


FIGURE 6. – Circuit imprimé de l'alimentation, vu côté cuivre, échelle 1.

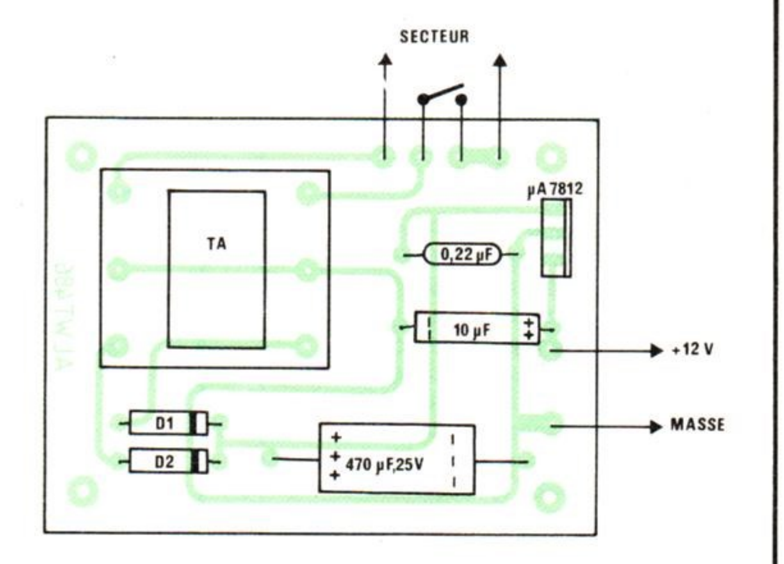


FIGURE 7. – Implantation des composants de l'alimentation.

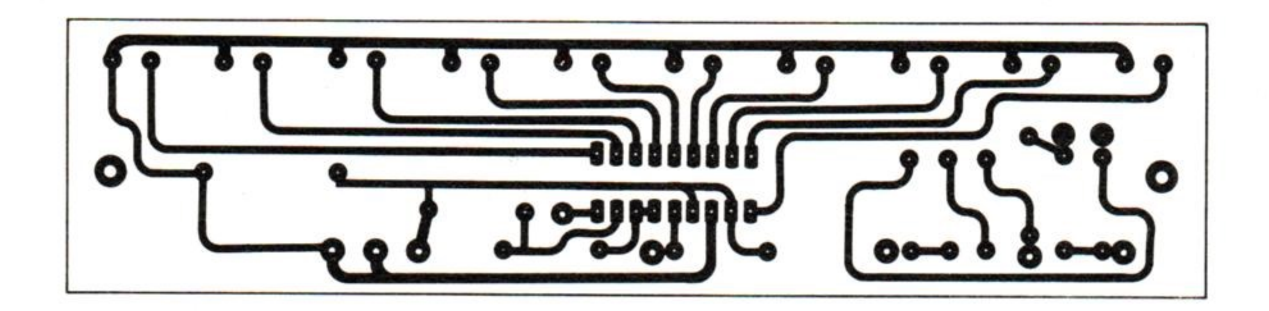


FIGURE 8. – Circuit imprimé du wattmètre, vu côté cuivre, échelle 1.

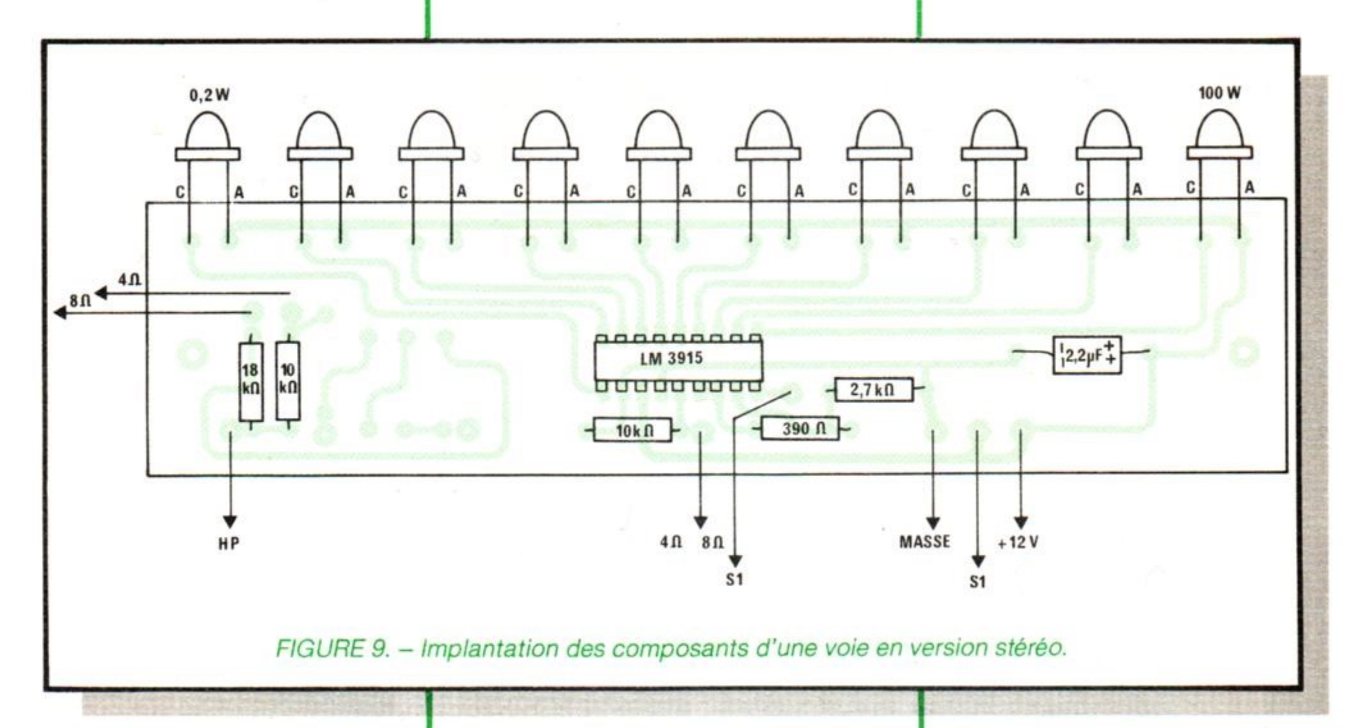


FIGURE 9. – Implantation des composants d'une voie en version stéréo.

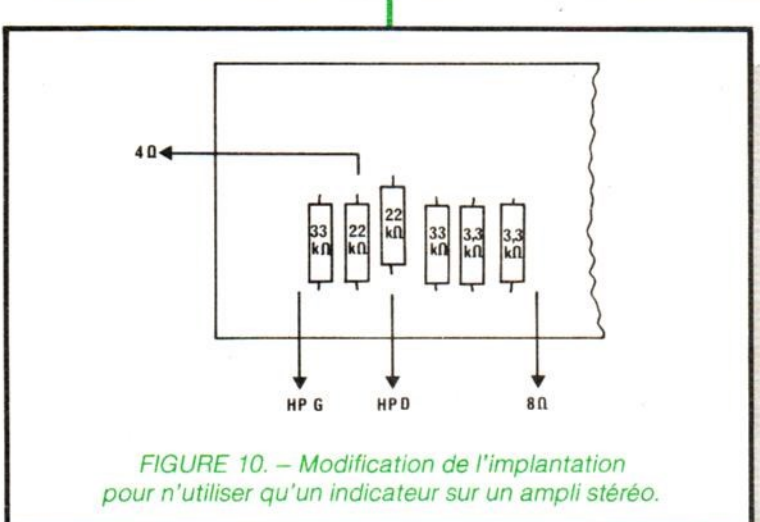


FIGURE 10. – Modification de l'implantation pour n'utiliser qu'un indicateur sur un ampli stéréo.

tez avoir la LED de plus forte puissance à droite.

Le wattmètre sera raccordé aux sorties enceintes de votre ampli HiFi et sera opérationnel dès la mise sous tension. Même si vous trouvez que peu de LED s'allument pour le niveau d'écoute que vous utilisez réellement, ne soyez pas surpris, le montage fonctionne correctement mais, dans un appartement de dimensions moyennes, une puissance efficace de 200 mW est parmi les plus fréquemment rencontrées.

La rapidité du montage et sa bonne dynamique permettent des mesures intéressantes. Si vous avez un lecteur de disques compacts, vous pourrez ainsi

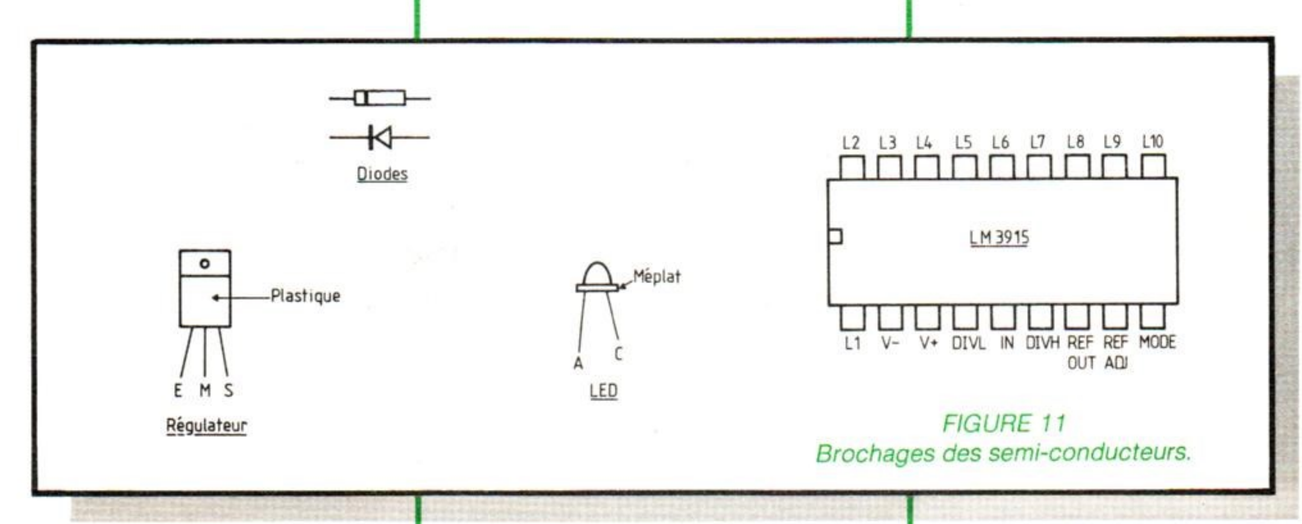
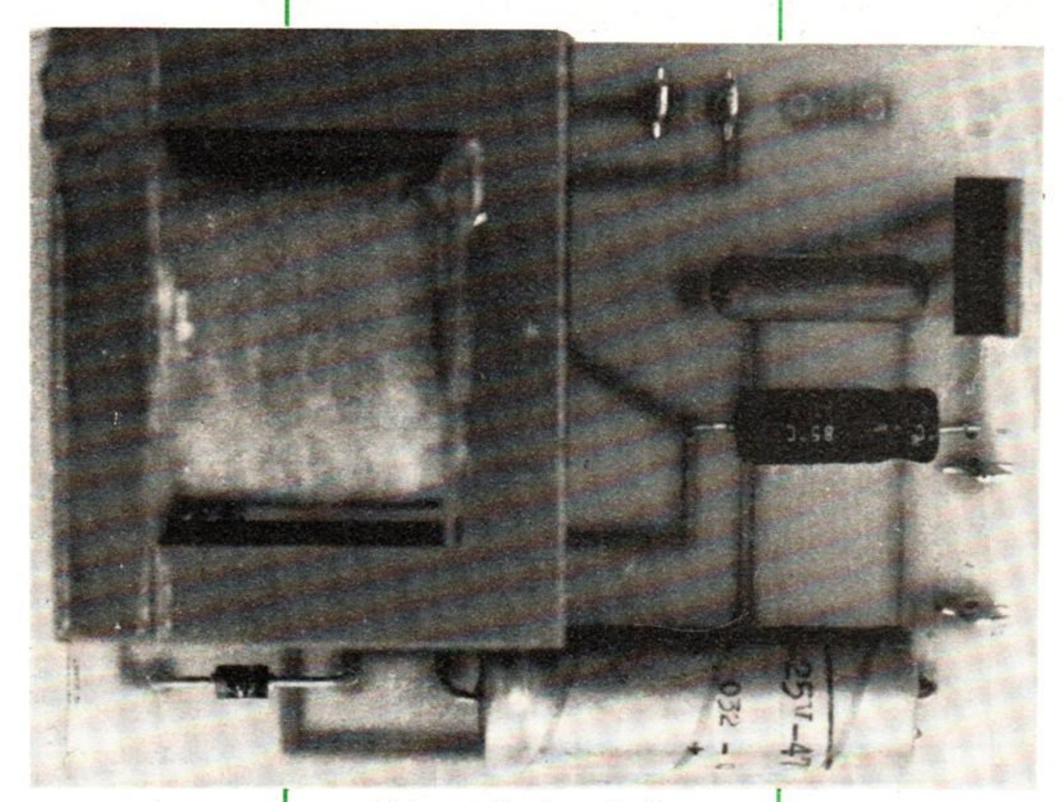


FIGURE 11
Brochages des semi-conducteurs.



L'alimentation du wattmètre.

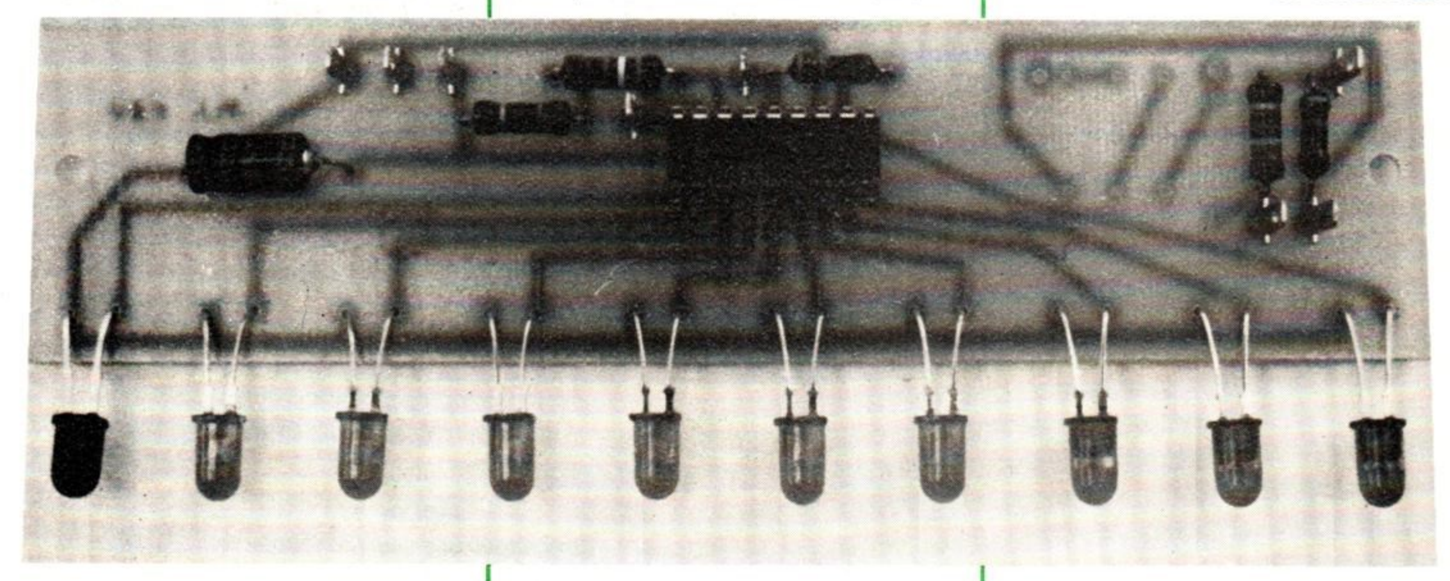
constater *de visu* la dynamique de ces derniers ; une écoute aux environs du watt des passages faibles conduisant bien souvent à des pointes de 100 W sur des passages particulièrement forts.

Vous constaterez aussi que la courbe de sensibilité de l'oreille (qui est logarithmique) joue bien des tours et qu'une multiplication par deux de la puissance électrique ne conduit pas à une multiplication par le même facteur de la sensation acoustique.

Conclusion

Voici un montage utile et peu coûteux pour les amateurs de HiFi qui permet de se faire une idée assez précise des puissances d'écoute réellement utilisées. Sa simplicité devrait le faire intégrer sur de nombreux amplis, or ce n'est pas le cas ; il ne vous reste donc plus qu'à prendre le fer à souder.

C. TAVERNIER



Le circuit imprimé d'une voie du wattmètre.

LES APPAREILS DE MESURE MODULAIRES



HAMEG SERIE 8000

LE GENERATEUR DE FONCTIONS HM 8030

Nous poursuivons aujourd'hui le banc d'essai commencé le mois dernier avec la présentation des tiroirs générateur de fonctions, fréquencemètre et distorsiomètre. Nous ne reviendrons pas sur le concept des appareils modulaires série 8000, concept largement détaillé dans notre précédent article.

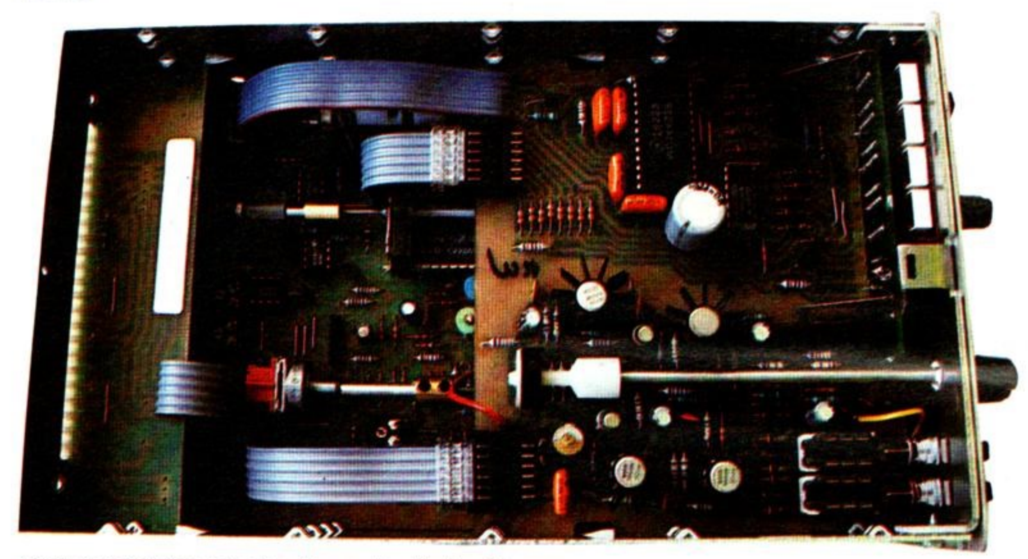
Dans le jargon propre aux appareils de mesure, un générateur de fonctions est un générateur de signaux carrés, triangulaires et sinusoïdaux dont la plage de fréquence de travail est la plus large possible. Ces signaux peuvent parfois être modulés en fréquence et leur niveau de sortie, outre le fait qu'il soit ajustable, peut se voir superposer une tension continue si nécessaire.

Le tiroir HM 8030 répond pleinement à cette définition. En effet, il peut générer des signaux carrés, triangulaires et sinusoïdaux de fréquence variable entre 0,1 Hz et 1 MHz. Sept gammes de fréquences, étagées dans le rapport 1 à 10 avec recouvrement, sont disponibles, complétées par un réglage continu par potentiomètre au sein de chacune d'entre elles. La fréquence du signal généré est indiquée en permanence par 4 afficheurs 7 segments.

Le niveau de sortie est réglable de 0 à 12,5 V crête à crête sur 50 Ω ou de 0 à 25 V crête à crête en circuit ouvert. La sortie est protégée contre les courts-circuits. Deux atténuateurs fixes de 20 dB activés par poussoirs peuvent être mis en service séparément ou simultanément, ce qui fait alors 40 dB d'atténuation. Ils sont complétés par un potentiomètre de réglage continu qui permet encore d'atténuer de 20 dB au maximum.

Comme pour le générateur sinusoïdal à faible distorsion, il faut signaler la remarquable stabilité du niveau de sortie qui, sur toute la gamme de 0,1 Hz à 1 MHz, est meilleure que ± 0,5 dB (± 0,2 dB sur la plage 0,1 Hz – 100 kHz).

La tension de sortie est, par défaut, centrée par rapport à la masse, mais il est possible de lui superposer une tension continue de décalage (une tension d'offset si vous préférez) réglable de + 5 V à – 5 V sur 50 Ω (+ 10 V à – 10 V en circuit ouvert). Le potentiomètre de réglage de cette tension possède une position de repos munie d'un commutateur permettant d'être certain d'avoir une tension de décalage nulle lorsque cette fonction n'est pas souhaitée. Deux diodes électroluminescentes en forme de flèches indiquent une éventuelle déformation du signal de sortie due à un choix de tension de décalage trop importante. Selon la LED



L'intérieur du générateur de fonctions ; bien rempli mais toujours très propre.

allumée, il est même possible de savoir de quel côté se situe la déformation.
Une sortie de déclenchement pour oscilloscope délivre en permanence un signal carré aux normes TTL synchrone du signal de sortie.
Enfin, pour en terminer avec la présentation d'ensemble, sachez qu'il existe une entrée de modulation en fréquence du signal de sortie dans un rapport pouvant aller jusqu'à 1/100. Grâce à celle-ci, il est possible de faire de la vobulation ou du tracé automatique de courbe de réponse par exemple.
L'inconvénient majeur d'un générateur de fonctions est dû à sa polyvalence. En effet, un tel appareil délivre des signaux de formes variées et de fréquence très librement réglable mais, en contrepartie, la qualité de ces signaux n'est jamais aussi bonne que ce que l'on trouve sur un générateur spécialisé. Nous ne prétendrons pas que le HM 8030 fait exception à la règle, bien sûr, mais nous devons tout de même reconnaître que ses caractéristiques en ce domaine sont très bonnes.
Commençons par les signaux carrés. Leur temps de montée n'est que de 70 ns avec une suroscillation maximum de 5 %, ce qui est tout à fait correct et permet aussi bien des mesures de temps de montée en analogique qu'une utilisation en logique rapide.
Les signaux triangulaires ont une non-linéarité garantie inférieure à 1 % jusqu'à 100 kHz, ce qui est tout à fait dans la norme pour un appareil de ce type.
Les signaux sinusoïdaux nous ont agréablement surpris ; en effet, sur bon nombre de générateurs de fonctions, ils sont en général affublés d'une assez forte distorsion. Ici ce n'est pas le cas puisque, de 0,1 Hz à 100 kHz, celle-ci est meilleure que 0,5 %, pour grimper à 1,5 % de 100 kHz à 500 kHz et seulement à 3 % de 500 kHz à 1 MHz.
Les mesures que nous avons pu faire sur l'appareil que nous avons eu à l'essai ont confirmé toutes les caractéristiques vues ci-avant ; nombre d'entre elles étaient même nettement meilleures (ce qui est normal chez un fabricant honnête qui indique toujours le pire des cas !).
Comme pour tous les autres appareils de la série, la notice est très complète avec, outre les instructions d'emploi, toutes les instructions de réglage, les schémas électriques et les plans d'implantation sur circuit imprimé. L'examen du schéma est surprenant car l'on n'y rencontre pas le classique générateur de fonctions intégré passe-partout style 8038 d'Intersil. Hameg a choisi une solution malheureusement un peu oubliée à l'heure actuelle qui est celle de l'intégrateur à courant constant à ampli opérationnel suivi d'un trigger de Schmitt et d'un conformateur de sinusoïdes à diodes. C'est une solution qui nécessite un nombre assez important de composants par rapport à la version « tout intégré » mais, en contrepartie, cela permet d'obtenir des caractéristiques plus intéressantes.
La qualité de la fabrication est ici encore irréprochable et l'on n'a pas lésiné sur l'utilisation de composants de précision lorsque c'était nécessaire. Malgré cela, le prix de cet appareil reste très raisonnable et le rapport prix/performances est excellent.

LE FREQUENCEMETRE HM 8021-2

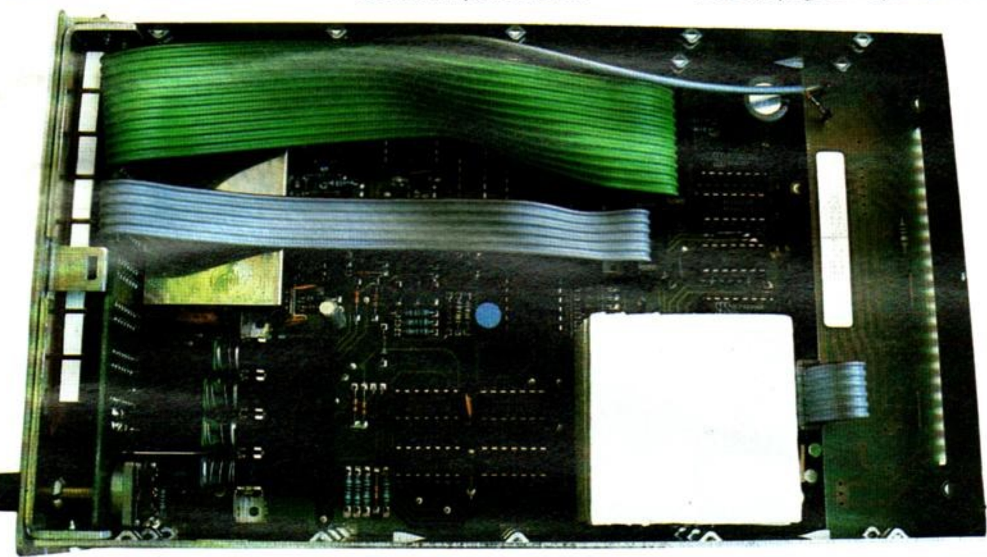
Le fréquencemètre est certainement l'appareil que l'on rencontre le plus souvent chez l'électronicien amateur. En effet, la profusion de circuits intégrés disponibles sur le marché pour réaliser un tel appareil est telle que cela incite de nombreuses personnes à tenter l'aventure. Malheureusement, ces circuits n'intègrent jamais les étages d'entrée et ce sont eux qui, justement, font la qualité d'un fréquencemètre en lui assurant une sensibilité aussi grande que possible dans toute sa plage de travail. La stabilité de l'horloge d'un tel appareil est également primordiale ; en effet, à quoi sert d'afficher 8 chiffres si, comme sur de nombreux appareils prétendument sérieux, la base de temps a une précision de 10^{-5} seulement ?
Le fréquencemètre Hameg HM 8021-2 peut travailler de 0,1 Hz à 1 GHz et dispose d'un affichage sur 8 digits. Le positionnement de la virgule est automatique ainsi que l'affichage de l'unité de mesure.
Comme il est impossible de couvrir une telle gamme avec un seul et même étage d'entrée, deux entrées sont disponibles. Celle repérée B fonctionne de 0,1 Hz à 150 MHz, présente une impédance de 1 MΩ et une sensibilité de 20 mV efficaces. Celle repérée A fonctionne de 100 MHz à 1 GHz, présente une impédance d'entrée de 50 Ω et une sensibilité de 50 à 70 mV efficaces.
L'entrée A est en permanence couplée en alternatif et ne supporte pas de tension supérieure à 5 V (sur 50 Ω cela fait déjà 1/2 W !), tandis que l'entrée B peut être couplée en alternatif ou en continu grâce à un poussoir tandis qu'un atténuateur de 20 dB peut être mis en service si nécessaire. Cette entrée supporte jusqu'à 400 V maximum. Le seuil de déclenchement du fréquencemètre (ou trigger si vous préférez) est réglable continûment par potentiomètre, tandis qu'une LED indique comment il se situe par rapport au signal d'en-



Le fréquencemètre 1 GHz.

HAMEG SERIE 8000

trée (au-dessus, comme il faut ou en dessous).
Un commutateur à 4 touches permet de choisir l'entrée à utiliser ou de faire fonctionner l'appareil en périodemètre ou en compteur d'événements (uniquement sur l'entrée B dans ces deux derniers cas). Un commutateur à glissière sélectionne quant à lui la résolution qui va de 0,1 Hz à 100 kHz par digit avec, évidemment, un temps de mesure de 10 s à 300 ms. En mode périodemètre, la résolution offerte va de 1 ns à 1 µs. Deux LED complètent cette face avant : l'une indique l'ouverture de la porte de comptage, l'autre signale un éventuel dépassement de la capacité de l'affichage. Précisons en outre que l'entrée B peut être envoyée sur le connecteur BNC de la face arrière qui est très appréciable. Les huit chiffres sont peut-être un peu surabondants, encore que la précision de la base de temps interne permette d'en exploiter sept en toute sécurité.
La réalisation est très sérieuse. Le circuit principal est un circuit intégré classique pour fréquencemètre. Il est précédé d'un amplificateur particulièrement soigné pour ce qui est de l'entrée A et par un prédiviseur UHF de chez Siemens pour l'entrée B. La base de temps est un oscillateur à quartz à transistor thermostaté. Ce fonctionnement à température constante permet de lui assurer une précision meilleure que $\pm 10^{-7}$ (10 puissance − 7) de +10 à + 40°. Pratiquement, l'ensemble des composants qui y sont utilisés sont enfermés dans un petit boîtier en



L'intérieur du fréquencemètre. Remarquez le boîtier en polystyrène qui contient la base de temps thermostatée.

polystyrène qui assure l'isolation thermique et permet un fonctionnement correct du système thermostatique.
La notice est à l'image de celle des appareils déjà présentés ; il est donc inutile d'y revenir.

du châssis HM 8001 mais que, dans ce cas, son impédance baisse à 50 Ω.
L'utilisation de cet appareil est un vrai régal en raison de sa très grande sensibilité tant sur son entrée HF que sur son entrée VHF. Il est ainsi possible de le coupler de manière très lâche aux circuits sur lesquels on travaille, ce qui évite de perturber ceux-ci et permet de faire des mesures de grande précision. Dans les montages haute fréquence traditionnels on peut, par exemple, mesurer des fréquences d'oscillateurs travaillant à faible niveau sans faire décrocher ceux-ci ou sans les faire dériver, ce

LE DISTORSIOMETRE HM 8027

L'appareil que nous vous présentons maintenant est assez peu répandu, tant chez les professionnels que chez les amateurs. En effet il s'agit d'un distorsiomètre qui, comme son nom l'indique, sert à mesurer des taux de distorsion. Son utilisation est donc limitée essentiellement à la basse fréquence, mais pas seulement à la HiFi (ne nous faites pas dire ce que nous n'avons pas écrit !).
Le principe d'un distorsiomètre est relativement simple puisque le cœur de l'appareil est un filtre accordé sur la fréquence à laquelle on veut mesurer la distorsion, suivi d'un voltmètre alternatif. Le filtre élimine le signal à la fréquence de mesure et ne laisse subsister que les harmoniques dont la mesure permet de connaître le taux de distorsion.
La réalisation d'un tel appareil est, par contre, plus délicate, surtout si on souhaite le faire travailler sur toute une plage de fréquence. Il faut alors réaliser un filtre qui puisse être accordé mais qui reste suffisamment efficace pour éliminer le signal fondamental. Par ailleurs, pour mesurer de très faibles taux de distorsion il faut que le souffle et la distorsion propre, générés par le filtre, soient aussi faibles que possible. Le voltmètre alternatif enfin doit être sensible à la valeur efficace vraie du signal sortant du filtre car la forme de ce dernier est très souvent éloignée d'une sinusoïde.
Le distorsiomètre Hameg HM 8027 satisfait largement tous ces critères. En effet, il peut travailler de 20 Hz à 20 kHz et mesurer des taux de distorsion compris entre 0,01 % et 50 % grâce à sa très faible distorsion propre qui n'est que de 0,005 % au maximum. Deux gammes sont prévues : 10 % pleine échelle et 100 % pleine échelle, l'indication du taux de distorsion ayant lieu sur un afficheur 3 chiffres 7 segments, à positionnement automatique de la virgule.
La plage de fréquence de travail est couverte en trois gammes se recouvrant largement, sélectionnées par des poussoirs. L'accord du filtre interne est réalisé au moyen d'un potentiomètre surmonté de deux LED en forme de flèche indiquant le sens du désaccord. Par ailleurs, ce filtre possède un système d'accord automatique avec une plage de capture d'environ 15 %, ce qui simplifie l'utilisation de l'appareil.
Le signal d'entrée doit avoir une amplitude comprise entre 300 mV et 50 V efficaces. Deux atténuateurs commutables de 10 et 20 dB peuvent être mis en service tandis qu'un réglage continu permet encore de gagner 15 dB. L'impédance d'entrée est de 50 kΩ, ce qui permet toute mesure en basse fréquence sans nécessiter de précaution particulière. Un filtre passe-haut de fréquence de coupure 1 kHz peut être inséré sur l'entrée si nécessaire grâce à un poussoir.
Le signal résiduel après filtrage, qui est donc le signal « de distorsion », est disponible sur une sortie protégée contre les courts-circuits avec une amplitude de 1 mV par digit d'affichage. Il peut ainsi être examiné à l'oscilloscope ou, mieux, à l'analyseur de spectre, pour déterminer la cause de la distorsion.
L'utilisation de l'appareil est particulièrement simple même pour un utilisateur novice. Il suffit de choisir la gamme de travail grâce aux poussoirs, d'enfoncer le poussoir 100 % cal, d'ajuster le niveau d'entrée pour lire 100 % sur l'afficheur, d'accorder le filtre grâce au potentiomètre surmonté des deux LED et de choisir ensuite la gamme de mesure grâce aux poussoirs 100 % ou 10 %. Le réglage du niveau d'entrée n'a pas besoin d'être retouché, même en cas de changement de fréquence, tant que le niveau réellement appliqué au distorsiomètre ne change pas.
La précision de l'appareil est très satisfaisante pour un distorsiomètre ;

HAMEG SERIE 8000



La face avant du distorsiomètre HM 8027.

elle est en effet de ± 5 % de l'affichage sur la gamme 10 % pour une distorsion inférieure à 1 %, et de ± 5 % également, sur la gamme 100 %, pour une distorsion inférieure à 10 %.
La notice de l'appareil, très complète ici aussi, nous a permis de constater l'utilisation d'un filtre actif complexe à amplificateurs opérationnels suivi d'un circuit intégré spécialisé d'Analog Device pour la mesure des tensions efficaces vraies. De très nombreux composants de précision sont utilisés, seul moyen d'obtenir un filtrage efficace et performant autorisant des mesures de taux de distorsion aussi faibles que ceux admis par cet appareil.
La réalisation est à l'image de celle des autres modules de la gamme, c'est-à-dire d'une propreté exemplaire. Les performances s'en ressentent d'ailleurs puisque nous avons procédé à des mesures par comparaison avec des appareils de laboratoires spécialisés considérablement plus coûteux sans trouver de différence significative.
Si nous devions classer les appareils de la série 8000, nous mettrions ce distorsiomètre en tête ; non pas qu'il soit le meilleur ou le plus intéressant dans l'absolu mais plutôt parce qu'il comble un vide dans le domaine de la mesure. En effet, avant lui il n'existait aucun distorsiomètre digne de ce nom à prix raisonnable sur le marché.

LES AUTRES APPAREILS

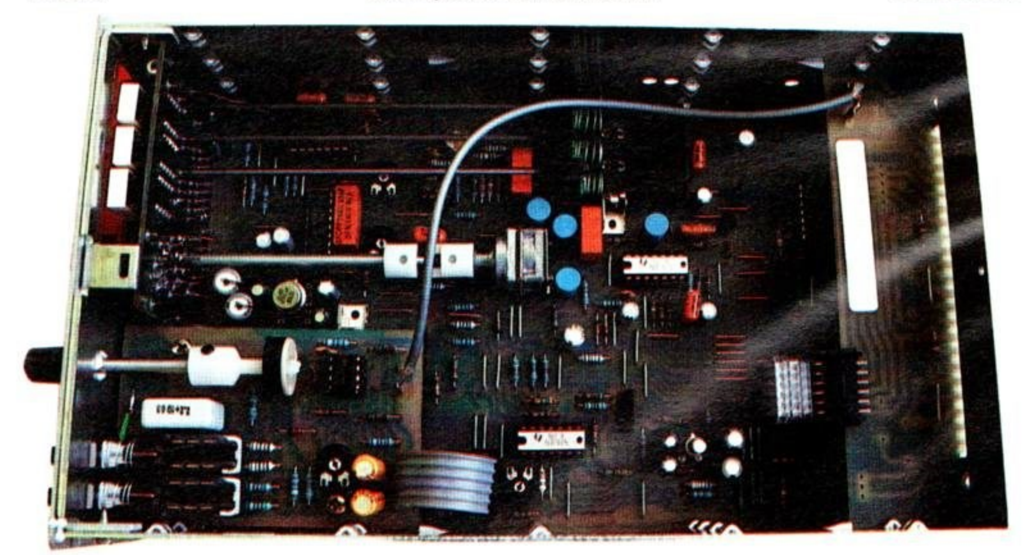
Au moment où ces lignes sont écrites, il existe dans la série 8000 un autre appareil, le générateur d'impulsions HM 8035 qui est un appareil assez classique générant des impulsions de 20 ns à 200 ms avec une fréquence de répétition de 2 Hz à 20 MHz. Il existe aussi un générateur sinusoïdal couvrant de 20 Hz à 20 MHz avec une distorsion inférieure à 0,2 % qui a pour référence HM 8032.

Un milliohmmètre, HM 8014, vient d'être commercialisé. Il permet la mesure des très faibles résistances de 200 mΩ à 20 kΩ ainsi que les tests de diodes à courant constant.
Une alimentation triple avec deux tensions réglables de 1,3 à 20 V et une tension fixe de 5 V est également prévue sous la référence HM 8040 et devrait être commercialisée en fin d'année 1986. Elle disposera d'un affichage digital du courant ou de la tension de sortie (avec choix en face avant par poussoir) des deux parties réglables et d'un courant de court-circuit ajustable de 1 mA à 400 mA.

CONCLUSION

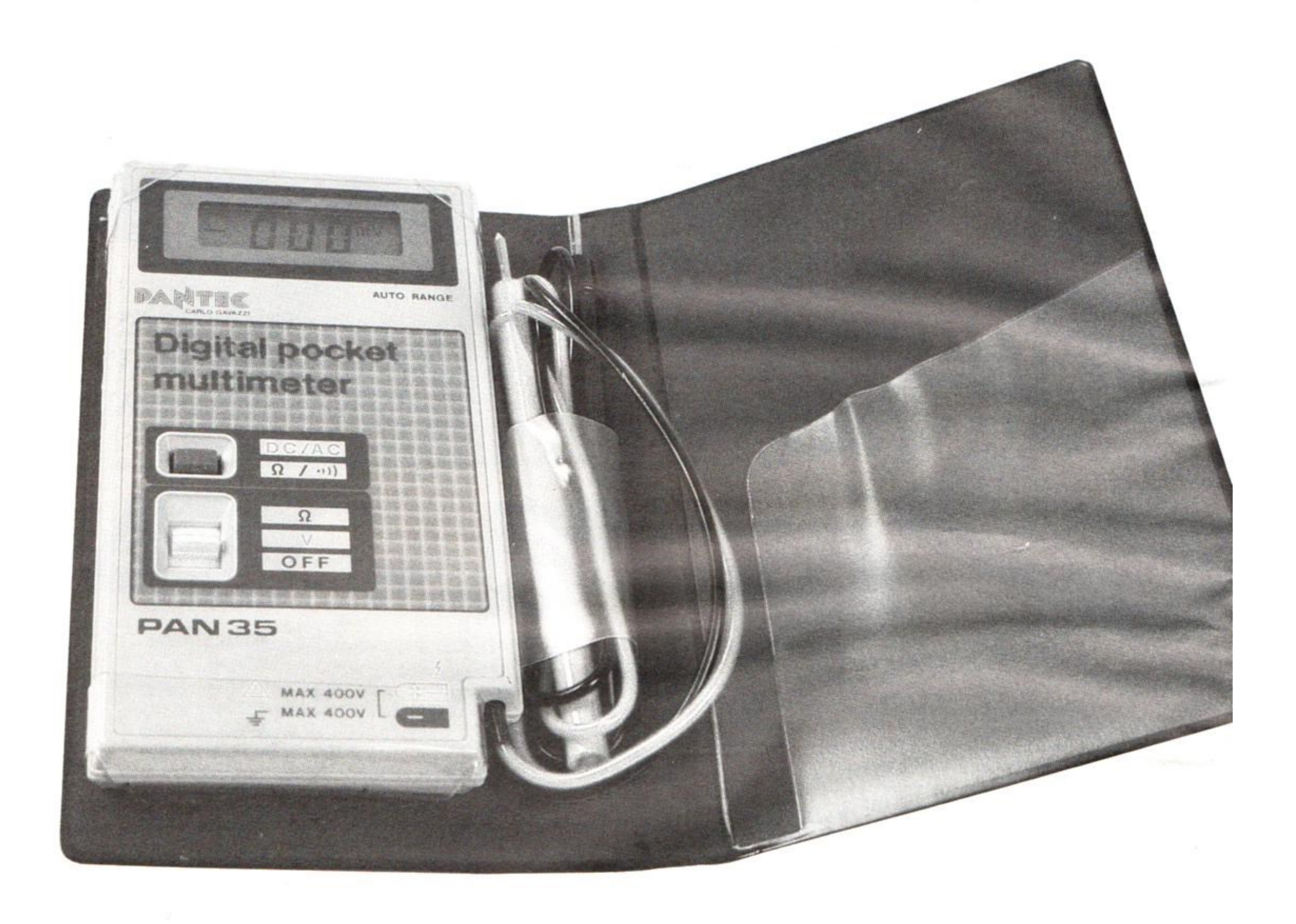
Il est assez rare que nous terminions un banc d'essai en étant pleinement satisfait du matériel mais c'est le cas cette fois-ci. Ces appareils sont en effet très agréables à utiliser, principalement en raison de l'affichage digital dont ils sont munis. Les performances sont dignes d'éloges, et le prix particulièrement étudié permet de gratifier tous les modules d'un excellent rapport qualité/prix. Les notices sont complètes et nous avons apprécié tout particulièrement la présence des schémas, des plans d'implantation des composants et surtout de la procédure de réglage, ce qui facilite un dépannage éventuel. Ce dernier devrait cependant rester peu fréquent en raison de la qualité des composants utilisés et du sérieux de la réalisation. Enfin, et cela ne gâte rien, sachez que malgré l'origine de la marque Hameg (Allemagne), tous ces modules sont fabriqués en France.

C. TAVERNIER



L'intérieur du distorsiomètre, à l'image des appareils déjà présentés.

LE PAN 35 DE PANTEC



Les dimensions d'une minicalculette, un affichage numérique par cristaux liquides sur 2 000 points de mesure, la gestion automatique, par microprocesseur, des calibres et de l'indication des unités : voilà – et nous pesons nos qualificatifs – l'étonnante toute petite merveille que propose la société Pantec.

Un tout petit, petit, multimètre numérique

LA PHILOSOPHIE D'UNE CONCEPTION

Le développement et la prolifération presque explosive de circuits à haute intégration, spécialisés dans la conversion analogique/numérique et dans le pilotage d'afficheurs multiplexés, a favorisé le marché des multimètres actuellement les plus demandés, c'est-à-dire les modèles à 2 000 points de mesure.

Dans cette catégorie, où le choix des circuits (par exemple le traditionnel ICL 7126 d'Intersil) impose des caractéristiques communes, les constructeurs se battent sur divers plans : les modes de commutation (touches ou sélecteurs rotatifs), la précision (elle dépend des composants périphériques), et... le prix, bien sûr.

Pantec, avec le PAN 35, aborde le problème sous un angle original à plusieurs points de vue. Trois idées fondamentales semblent avoir présidé à la conception de l'appareil :

– une évidente volonté de miniaturisation extrême, que nous apprécions beaucoup. Pour nombre d'utilisateurs, le multimètre est un appareil d'usage quasi permanent, à transporter constamment sur soi. Le PAN 35, par ses dimensions (108 mm × 56 mm × 10 mm), se loge dans la plus petite poche de veste ;

– le choix de la simplicité : il apparaît dans la commodité d'emploi, d'une part, comme nous le verrons à l'étude des commandes. D'autre part, il se traduit aussi par l'élimination des mesures d'intensités. C'est une option qui nous semble parfaitement acceptable, car, dans la prati-

LE PAN 35 DE PANTEC

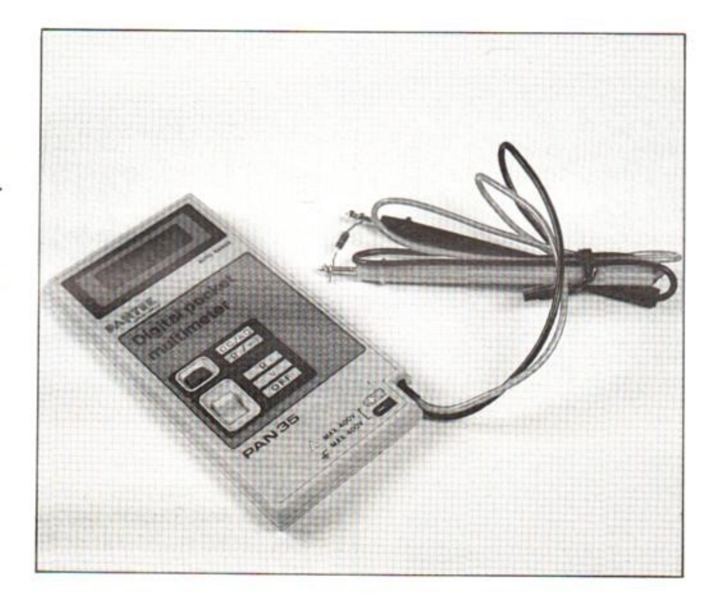
que, de telles mesures n'interviennent qu'exceptionnellement, et supposent l'interruption des circuits testés, opération toujours désagréable ;
– la gestion automatique par microprocesseur. Elle aussi facilite l'utilisation, et remplace les commutations manuelles par un affichage des fonctions et des calibres, après optimisation de ces derniers pour la meilleure précision possible.

LE PROBLEME DE LA PRECISION

La précision des mesures coûte cher. Un moyen de réduire les prix consiste alors à ne pas se montrer trop exigeant dans ce domaine. Alors que, pour les tensions continues, les multimètres numériques à 2 000 points offrent traditionnellement une précision de l'ordre de 0,5 % ± 1 digit, le PAN 35 se contente de 2 % ± 2 digits.
Il en va de même pour les résistances ; pour les tensions alternatives, on arrive à 3 % ± 5 digits. Certains trouveront peut-être ces performances un peu légères. On remarquera pourtant qu'elles dépassent celles d'un multimètre analogique de qualité, ce qui suffit largement aux contrôles courants : le PAN 35 ne se veut pas un appareil de laboratoire, mais un contrôleur, avec, en plus, l'avantage d'une impédance d'entrée élevée.

LES COMMANDES DU PAN 35

Elles se réduisent à deux, et on les identifiera clairement sur nos photographies. En bas, l'interrupteur à glissière offre trois positions : arrêt, mesure des tensions, mesure des résistances et test de continuité.
Pour les mesures de tensions, le poussoir supérieur (bouton gris) sélectionne séquentiellement les gammes continues (la polarité s'affiche), et les gammes alternatives. Dans ce dernier cas, l'indication « AC » apparaît dans la fenêtre d'affichage. Rappelons que la sélection des calibres s'opère automatiquement, et que l'unité de mesure (mV, V) s'inscrit à droite de la mesure, en même temps que se positionne le point décimal.



Le principe reste le même pour les mesures de résistances. Cette fois, le poussoir supérieur permet de passer à la fonction « test de continuité », pour laquelle un buzzer émet un signal sonore si le circuit essayé offre une résistance inférieure à 200 Ω.

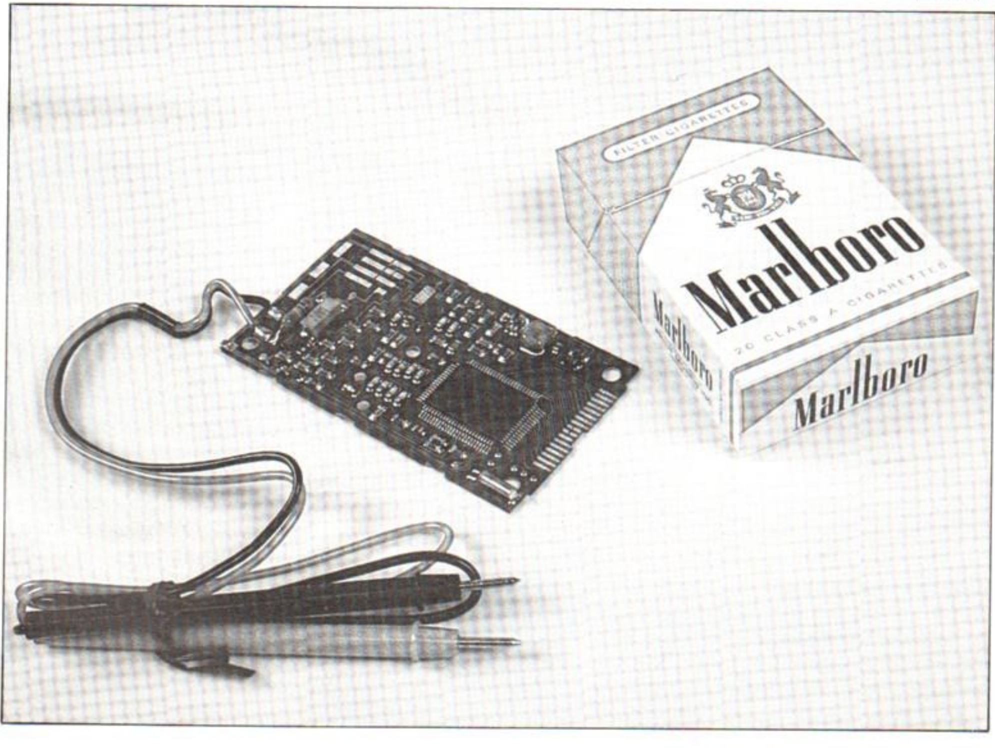
RESUME DES CARACTERISTIQUES

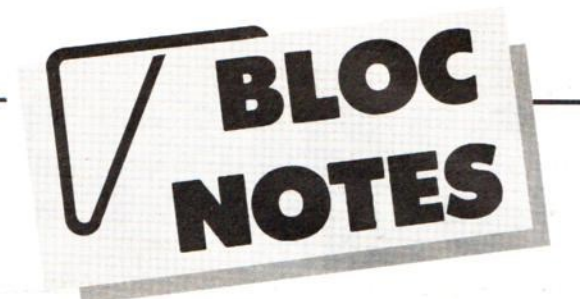
On trouvera l'essentiel des caractéristiques ci-dessous :
– Tensions continues : 2 000 mV, 20 V, 200 V et 2 000 V à pleine échelle, le dernier calibre étant limité à 400 V. L'impédance d'entrée reste constante (5 MΩ).
– Tensions alternatives : mêmes caractéristiques qu'en continu. L'appareil affiche la valeur efficace, pour un signal sinusoïdal.
– Résistances : cinq calibres, avec 200 Ω, 2 000 Ω, 20 kΩ, 200 kΩ et 2 MΩ à pleine échelle.
Le PAN 35 s'alimente à l'aide de deux piles « bouton », de type LR 44 (piles au mercure de 1,55 V).

NOS CONCLUSIONS

Par son prix, par ses dimensions, par sa conception, le multimètre numérique PAN 35 sort des sentiers habituels des 2 000 points. Il sera apprécié de tous ceux qui utilisent ce genre d'appareil plus pour des contrôles que pour des mesures de haute précision, et souhaitent en disposer à chaque instant.

R. RATEAU



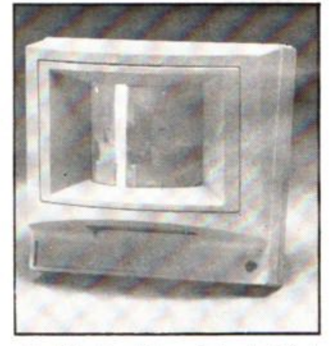


AGFA-SONG, ÇA CONTINUE



Plus de 50 000 jeunes en quatre jours sont venus applaudir Claude Nougaro, Alain Souchon, Indochine, Gold, Renaud et... les lauréats du concours Agfa-Song qui ont fait leurs premiers pas vers le succès, sur le podium de l'hôtel de ville de La Rochelle, du 9 au 13 juillet 1986.
Ils avaient pour noms Jean-Paul Labaye, Patrick Le Saux, Richard Bonnot, Philippe Litou, Pierre Athane, Anitha Gallileo et le groupe « Traction ailleurs », grand finaliste du concours de cette année.
La sélection pour les Francofolies 87 continue par le biais du concours Agfa-Song. Il suffit d'adresser une cassette avec deux titres n'excédant par deux minutes chacun.
Renseignements : Concours Agfa-Song, Agfa-Gevaert, B.P. 301, 92506 Rueil-Malmaison Cedex.

DETECTEUR INFRAROUGE PASSIF PORTENSEIGNE LHD 1303



Ces détecteurs utilisent le principe de l'infrarouge passif. Les deux optiques livrées avec l'appareil, à lentilles de Fresnel, lui permettent d'avoir une portée de 15 à 25 m, 15 m avec angle de couverture de 90° et de 25 m avec deux faisceaux, environ ± 5°. Une détection auxiliaire existe, dans les deux cas, pour la protection de l'approche de neutralisation. Pour réduire les fausses alarmes, un compteur comptabilise les détections et joue le rôle d'autocorrélateur. Cette autocorrélation est programmable en durée de la fenêtre de corrélation et en nombre d'alarmes.
La mémorisation de l'alarme peut différencier les secteurs lorsque plusieurs détecteurs sont utilisés simultanément dans la même zone de protection. Le LDH 1303 peut être orienté horizontalement de ± 20° et verticalement de ± 2°.
Il s'alimente sous une tension de + 9,5 à + 30 V consomme 16 mA à 12 V.
La sortie s'effectue par un contact NF et le détecteur est équipé d'un contact d'autosurveillance, une résistance de 10 kΩ peut être insérée dans le circuit pour permettre une détection de coupure et de court-circuit des fils (neutralisation de l'alarme).
Ces détecteurs sont étudiés, développés et fabriqués dans l'usine Portenseigne de Louviers (Eure).



HAUTE PUISSANCE



Livré avec son tiroir antivol, le KEH-7830B est un autoradio de grande puissance (2 × 20 W) équipé d'un syntoniseur à circuit PLL piloté par quartz. Il permet dix-huit présélections en MF et six en GO. Le lecteur de cassette intégré est à mécanisme autoreverse avec régulation de la tension de bande et tête de lecture pivotante en permalloy dur. Dolby B et sélecteur de bande sont au nombre des caractéristiques.

Distributeur : MDF, 10, rue des Minimes, 92270 Bois-Colombes. Tél. : (1) 47.84.74.47.

GAGNEZ A ETRE CONNU

Dans le cadre du prochain Festival international Son et Image Vidéo – du 8 au 15 mars 1987, C.N.I.T. Paris La Défense – le Prix Michel de Coanda « La Technique au Service de la Musique », créé par le festival, sous l'égide du Simavelec, Syndicat des Industries de matériels audiovisuels électroniques, sera décerné par des personnalités de la presse spécialisée dans le domaine de l'électronique et de l'électro-acoustique. Ce prix met en lumière ceux qui participent à l'amélioration ou au développement de la reproduction sonore. Vous travaillez au sein d'une entreprise, dans un groupe de recherches, dans un laboratoire, une unité de production, vous avez mis au point un procédé nouveau, une technique intéressante ou êtes l'heureux père d'une invention dont le développement est en cours : le Prix Michel de Coanda vous aidera à vous faire connaître et donnera à votre réalisation toute sa notoriété.

Envoyez-nous dès que possible, et de toute façon avant le 1er novembre 1986, un dossier décrivant le mieux possible les principes et les réalisations de votre innovation à :
S.D.S.A., Secrétariat du Prix Michel de Coanda 87, 20, rue Hamelin, 75116 Paris,
sans omettre d'y joindre toutes les indications utiles pour vous contacter rapidement dans le cas où un complément d'informations se révélerait nécessaire.

La proclamation du Prix se fera au cours de la conférence de presse du Festival international Son et Image Vidéo, avec la participation de la presse nationale ainsi que des radios et chaînes de télévision.

VERS L'AMPLIFICATEUR NUMERIQUE

Marantz a récemment présenté au Japon un amplificateur préamplificateur intégré de conception très novatrice. En effet, la section préamplificatrice de cet appareil est réalisée à partir de processeurs numériques. Ces composants nouveaux – nommés ASP pour Audio Signal Processor – ont été principalement développés par Philips, mais une version de ces produits est également attendue chez Texas Instruments. Comme il s'agit de circuits numériques, d'une structure voisine de celle des microprocesseurs 16 bits, il a fallu développer également une bibliothèque de logiciels adaptés à ce type de composants. Parmi la multitude d'applications envisageables (calcul rapide, FFT, télécoms), Marantz a conçu pour son DPM-7, la réverbération, l'égalisation, la compression et l'expansion de dynamique de manière entièrement numérique !

En fait, ce DPM-7 est un appareil adapté aux nouvelles sources audio. Quand bien même il présente des entrées analogiques en nombre encore important (dont une « Phono » pour bobines mobiles...), le DMP-7 fait une belle part aux entrées « numériques », correspondant au raccordement d'un lecteur de disques compacts à sortie numérique, ou à celui du futur magnétocassette numérique (encore nommé DAT pour Digital Audio Tape). De même, des sorties de signal numérique sont prévues pour ce fameux DAT. Les sources analogiques, quant à elles, voient leur signal systématiquement numérisé par le biais de convertisseurs A/N intégrés.

HISTOIRE... RECENTE

Tout d'abord, il n'est pas inutile de rappeler les avantages du traitement numérique du signal audio, par rapport à son équivalent analogique. En premier lieu, on sait que les données numériques peuvent être conservées durant une longue période dans une mémoire statique (RAM) avant d'être restituées, sans en détériorer la qualité initiale. Ainsi naquirent d'ailleurs les premiers procédés de réverbération et d'écho numérique, dont on rencontra les premières applications en musique électronique et en sonorisation, avec toutefois un codage sur 8 ou 12 bits. Ensuite, et c'est là où l'informatique pure apporte ses richesses, les données numériques peuvent être soumises à des opérations relativement complexes, contrôlées par des algorithmes spéciaux tels ceux rencontrés dans le traitement du signal des lecteurs de disques compacts (correction d'erreur, désinterfoliage, filtrage numérique). Ne manquait, somme toute, que le composant adéquat et suffisamment universel (tout comme le fut et le restera encore longtemps l'ampli opérationnel en audio). C'est chose faite aujourd'hui avec les « ASP ». Comme bien souvent en ce domaine, ce genre de composant fut conçu, pour d'évidentes raisons de coûts, d'après la structure de produits existants et destinés aux télécommunications ; mais, du fait de son fonctionnement sur 16 bits et de sa vitesse, il s'agit d'un composant bien plus sophistiqué et performant.
A titre d'exemple, nous citerons l'existence d'un composant – dirions-



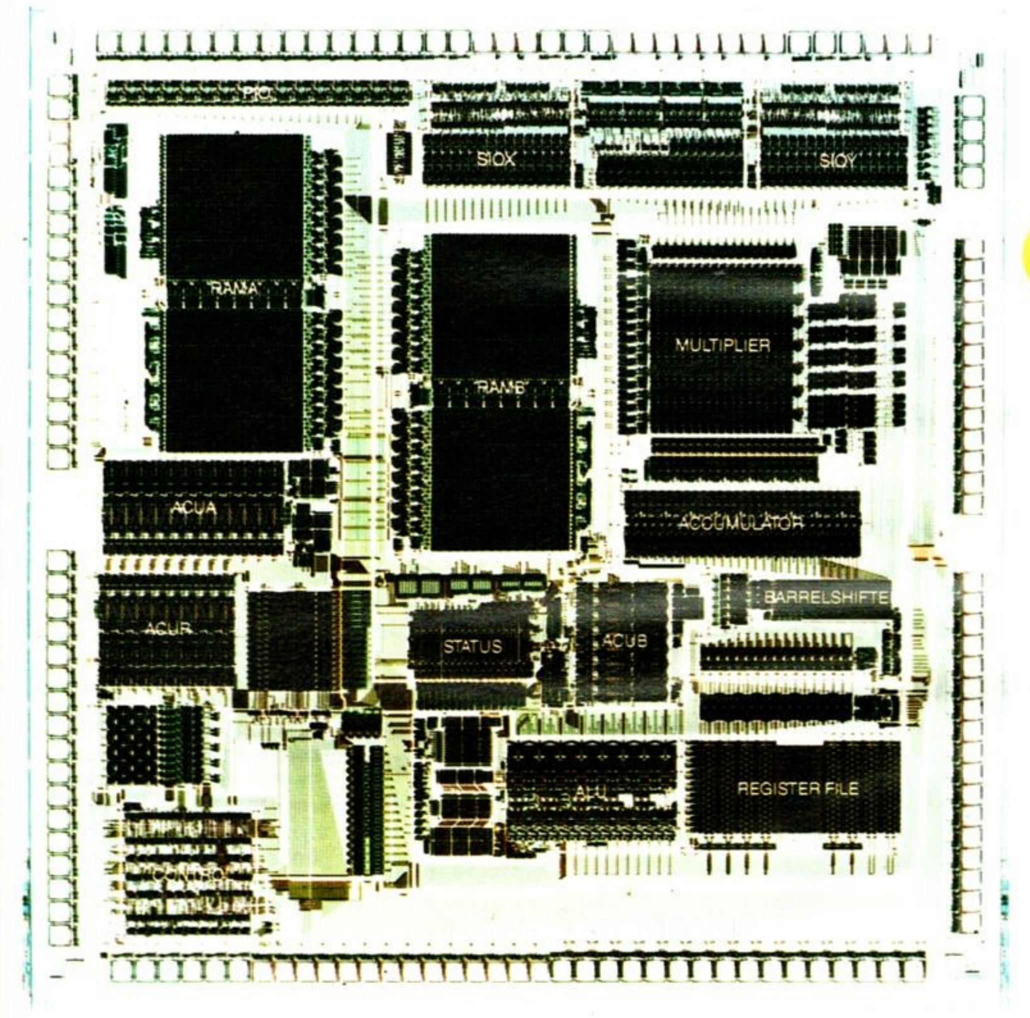


FIGURE 1. – Microphotographie du DSP-PCB 5011. Les connexions extérieures sont nombreuses, arrangées en « Pin Grid Array » de 144 pattes ! L'ASP est d'une structure plus simple et la présence d'une ROM interne le spécialise déjà un peu ; ce LSI se présente comme un intégré classique, avec quand même 40 pattes... (Doc. RTC.)

nous – « précurseur » de l'ASP, destiné à des applications professionnelles et conçu par Philips-RTC : le processeur de signal PCB5010 ou PCB5011 (version sans ROM). Ces microcircuits sont constitués, respectivement, de 123 000 et 70 000 transistors (fig. 1). Du point de vue technologique, ces « DSP » sont capables d'exécuter huit millions d'instructions par seconde, grâce à une architecture « parallélisée ». Les opérations réalisées, portant sur des opérandes de 16 bits, sont des multiplications et des additions. L'unité qui réalise ces opérations peut produire un résultat toutes les 126 nanosecondes ! Les applications envisagées couvrent un domaine très large. D'après RTC, il est possible de réaliser grâce à ce composant des convertisseurs, des modems, vocodeurs pour les télécommunications. En mesure, le DSP effectue les calculs en double précision, les multiplications et divisions rapides, les calculs sur fonctions complexes (sinus, exponentielle). Le génie industriel pourra l'utiliser en contrôle de processus, en robotique. Enfin, le grand public verra ses applications en synthèse de la parole, reconnaissance de la parole, téléphonie et audio digital.

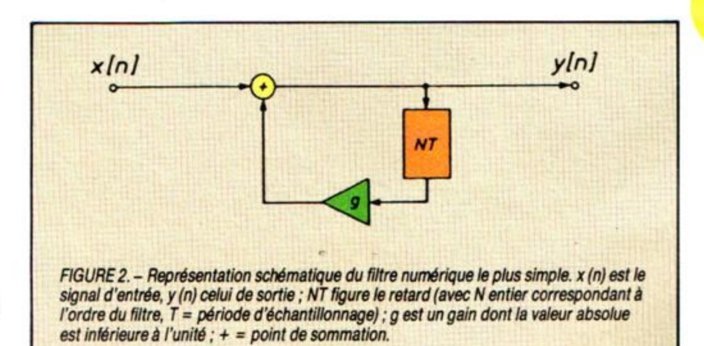


FIGURE 2. – Représentation schématique du filtre numérique le plus simple. x (n) est le signal d'entrée, y (n) celui de sortie ; NT figure le retard (avec N entier correspondant à l'ordre du filtre, T = période d'échantillonnage) ; g est un gain dont la valeur absolue est inférieure à l'unité ; + = point de sommation.

L'ASP EN AUDIO DIGITAL

Le traitement du signal audio (en haute fidélité) requiert cependant le respect de certaines spécifications : fréquence d'échantillonnage relativement élevée (44,1 ou 48 kHz), quantification linéaire sur 16 bits, et de ce fait, une durée de cycle d'opération assez brève, moins de 200 nanosecondes. L'ASP, manifestement dérivé du DSP présenté plus haut, a été conçu dans ce but, mais, destiné à des applications « grand public » se devait d'être peu coûteux et peu exigeant en composants externes.
Ainsi, le DMP-7 de Marantz utilise cinq de ces composants, relié à un processeur central, un convertisseur A/N d'entrée (pour les phonos tuners analogiques) et un convertisseur N/A pour la sortie analogique vers l'ampli de puissance (un 2 × 100 W à MOS-FET). L'ASP utilisé par Marantz possède les caractéristiques suivantes : durée de cycle d'instruction de 160 nanosecondes, circuit multiplicateur 12 × 24 bits (16 × 16 pour le DSP), RAM d'instruction de 128 mots, RAM de données sur 64 mots, cinq interfaces entrées/sorties, et une ROM de 256 mots contenant le « soft » appliqué à l'audio : programmes de filtrage, ou de réverbération, etc.

COMMENT FONCTIONNE L'ASP

Les principales opérations utilisées en traitement de signal audio sont l'addition et la multiplication. Ces opérations portent sur des opérandes de forte longueur (plus de 16 bits) représentant le signal audio, d'autres des coefficients internes (12 bits), dont la valeur est fonction du traitement désiré. Précisons qu'il s'agit de calcul matriciel qui nécessite donc beaucoup d'opérations élémentaires avant d'arriver au résultat.

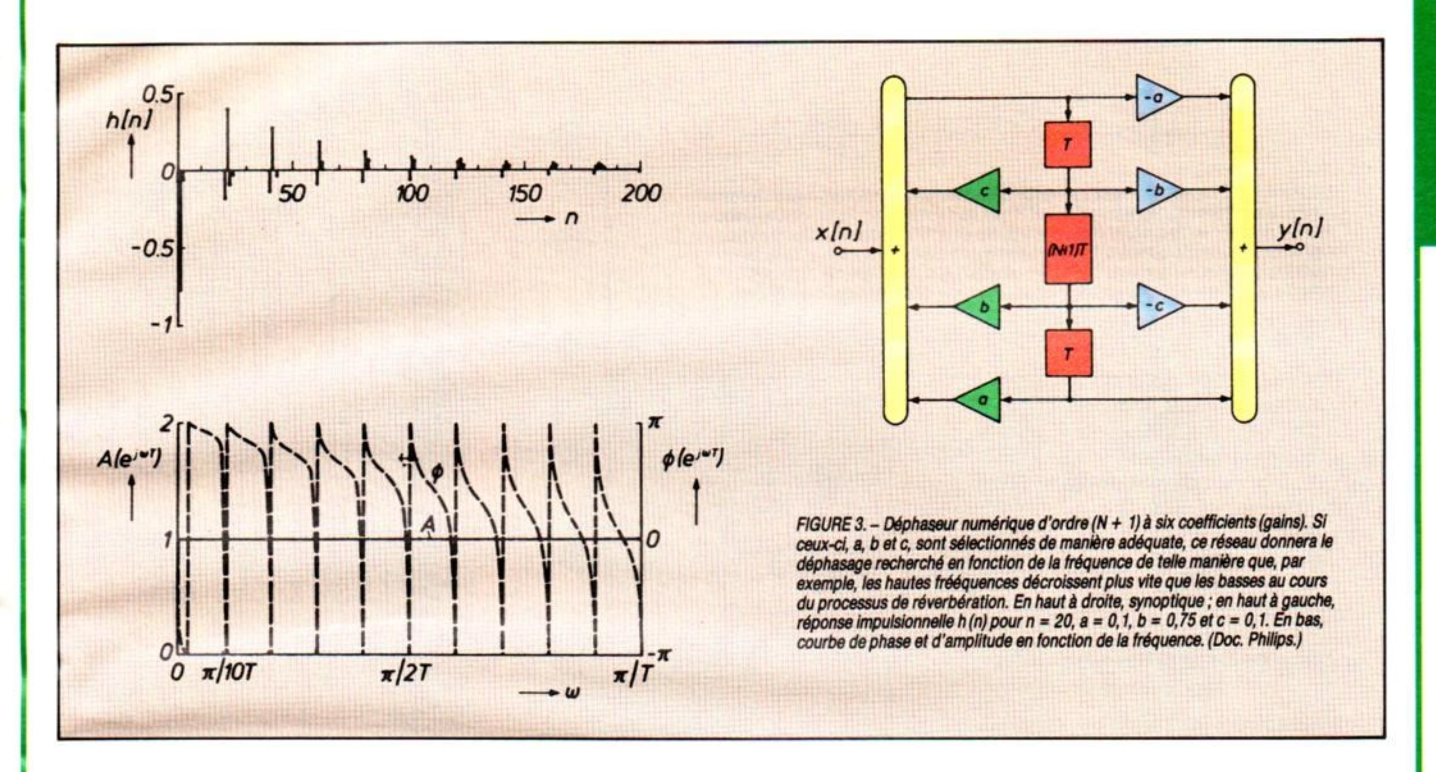


FIGURE 3. – Déphaseur numérique d'ordre (N + 1) à six coefficients (gains). Si ceux-ci, a, b et c, sont sélectionnés de manière adéquate, ce réseau donnera le déphasage recherché en fonction de la fréquence de telle manière que, par exemple, les hautes frééquences décroissent plus vite que les basses au cours du processus de réverbération. En haut à droite, synoptique ; en haut à gauche, réponse impulsionnelle h (n) pour n = 20, a = 0,1, b = 0,75 et c = 0,1. En bas, courbe de phase et d'amplitude en fonction de la fréquence. (Doc. Philips.)

C'est pourquoi les concepteurs ont retenu pour ce multiplicateur une structure en « pipeline », ce qui permet, à titre d'exemple, d'obtenir le résultat d'une multiplication tout en entrant les données de la suivante. Une entrée du multiplicateur est reliée au bus de données de 24 bits, l'autre entrée au bus des coefficients à 12 bits. Une bascule permet éventuellement de transférer des mots du bus de données vers le bus des coefficients pour la multiplication de deux mots de données entre eux.
Coefficients et données sont stockés dans des RAM de 64 mots séparées. Le résultat du calcul est stocké dans un accumulateur d'une capacité de 40 bits, pour éviter le débordement ! La sortie de l'accumulateur se fait sur 24 bits.
Pour donner un ordre de grandeur pratique, un ASP peut exécuter 128 instructions durant une période d'échantillonnage à la fréquence de 44,1 kHz (celle du compact-disc), soit en 22 microsecondes (avec une fréquence d'horloge de 5,6 MHz) ! Les entrées et sorties sont confiées à cinq ports intégrés, les données transitant sous forme sérielle selon le protocole du bus I²C (système propre à Philips...) qui permet une certaine « flexibilité » de connexion vers les éléments périphériques, convertisseurs notamment (voir fig. 6).
Par ailleurs, un port parallèle a été aménagé de manière à pouvoir opérer un transfert par octets ou demi-octets vers une RAM dynamique extérieure de grosse capacité, ce qui permet le stockage des données dans des applications de ligne à retard.

LES APPLICATIONS

Bien que cette description fasse apparaître une idée qui appartient plus au domaine de l'informatique pure, les applications audio existent bel et bien, l'ASP ayant été réellement optimisé pour le traitement du signal en haute fidélité. Nous avons mentionné l'égalisation par filtrage numérique, la réverbération et la compression de dynamique. Précisons encore une fois que tous ces processus s'effectuent directement, sans conversion A/N dès que la source possède une sortie numérique, ce qui évite deux étapes de dégradation éventuelle du signal. Par ailleurs, nous avons remarqué que l'ASP travaillait sur des « mots » (en entrée) de 24 bits, voire de 40 bits (après multiplication par les coefficients), alors que l'audio numérique préconise et utilise un format sur 16 bits, le plus souvent.
En fait, après toutes les phases du traitement du signal, l'ASP déplace l'échelle de codage de manière à ne conserver que les 16 bits les plus significatifs de chaque canal audio, afin de ne pas – on s'en serait douté –, surcharger le convertisseur N/A de sortie.
De même, les mots d'entrée de 24 bits proviennent de l'addition de 8 bits supplémentaires. On ajoute 2 bits côté MSB (bit de poids le plus fort) à cause de la section égaliseur du DPM-7. En effet, cette section permet d'augmenter le niveau sur chaque bande de + 12 dB (soit multiplier l'amplitude par quatre). Or, on sait que pour disposer de 6 dB de dynamique supplémentaire, un bit en plus suffit. Pour 12 dB, il en faut deux. Ensuite, il est apparu que cet égaliseur, tout numérique qu'il est, restait assez bruyant. C'est pourquoi l'ASP « synthétise » en quelque sorte 6 bits supplémentaires côté LSB, de telle manière que le signal de sortie se situe, aussi faible soit-il, systématiquement au-dessus du bruit de quantification total dû aux circuits de l'égaliseur. Pour ce faire, il fallait relever le niveau d'entrée de 31 dB environ, ce qui nécessite au moins 6 bits (31/6 = 5, ...).

LES METHODES

Qu'il s'agisse de réverbération artificielle ou d'égalisation, l'ASP est programmé de manière à réaliser un filtre numérique. Dans le cas de la réverbération, les filtres sont de type récursif passe-tout, se comportent donc en déphaseurs, mais présentent cependant une réponse en amplitude décroissante selon la fréquence, avec quelques ondulations au voisinage de la demi-fréquence d'échantillonnage (cf. ce que l'on observe sur les courbes de réponse des lecteurs CD de Philips). Cette structure correspond à un déphaseur numérique d'ordre N+1 à six coefficients opposés deux à deux. On a retenu pour N la valeur de 20, ce qui ne simplifie pas la conception mais permet d'éviter la sonorité très métallique des systèmes de réverbération d'ordre inférieur et à faible nombre de coefficients (fig. 2, 3 et 4). En ce qui concerne l'égalisation, les concepteurs du DMP-7 ont retenu un

IN H_h SC_H F_1 F_2 SC_F $N_i T$ e_1 … e_6 K_1 … K_6 d_{11} … d_{62} SC_L L SC_R R

FIGURE 4. – a) Synoptique complet d'un système de réverbération stéréophonique. IN correspond à l'entrée monophonique (v. texte). L et R sont les sorties stéréo. H_h est un filtre passe-haut qui supprime les fréquences inférieures à 55 Hz. F1 et F2 sont des déphaseurs conçus selon ceux représentés figure 4. N_iT et le groupement parallèle des filtres K_1 à K_6 donnent l'essentiel de l'effet. N_iT correspond à la durée écoulée entre le son direct et sa première réflexion (τ_{in}). d et e sont des gains. S_{CL} est un circuit de « rééchelonnage » vers 24 bits.

b) Synoptique d'un des six filtres K, à deux sorties.

c) Réponse h (t), portant sur 400 ms et caractéristique amplitude fréquence A (f) du dispositif de réverbération à ASP. Ces deux courbes ont été obtenues après conversion N/A. Remarquer le délai τ_{in} sur la première courbe et l'absence de périodicité de la courbe A (f), ce qui se traduit, à l'écoute, par une neutralité du système, dépourvu de sonorité « métallique ». (Doc. Philips.)

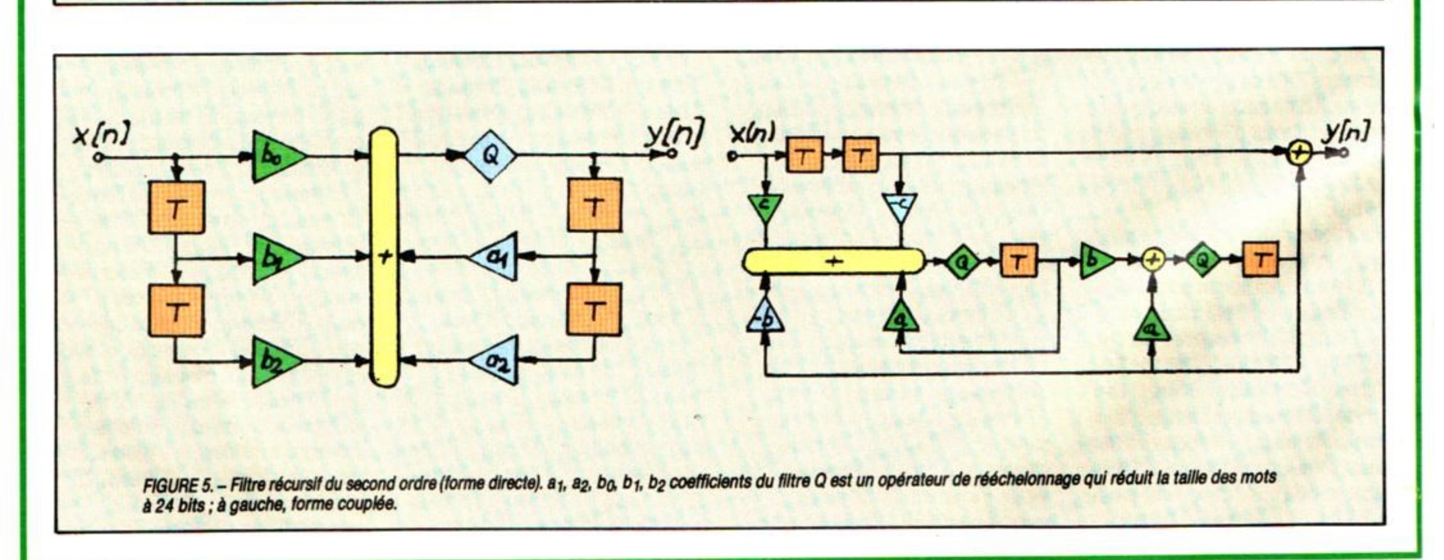


FIGURE 5. – Filtre récursif du second ordre (forme directe). a_1, a_2, b_0, b_1, b_2 coefficients du filtre Q est un opérateur de rééchelonnage qui réduit la taille des mots à 24 bits ; à gauche, forme couplée.

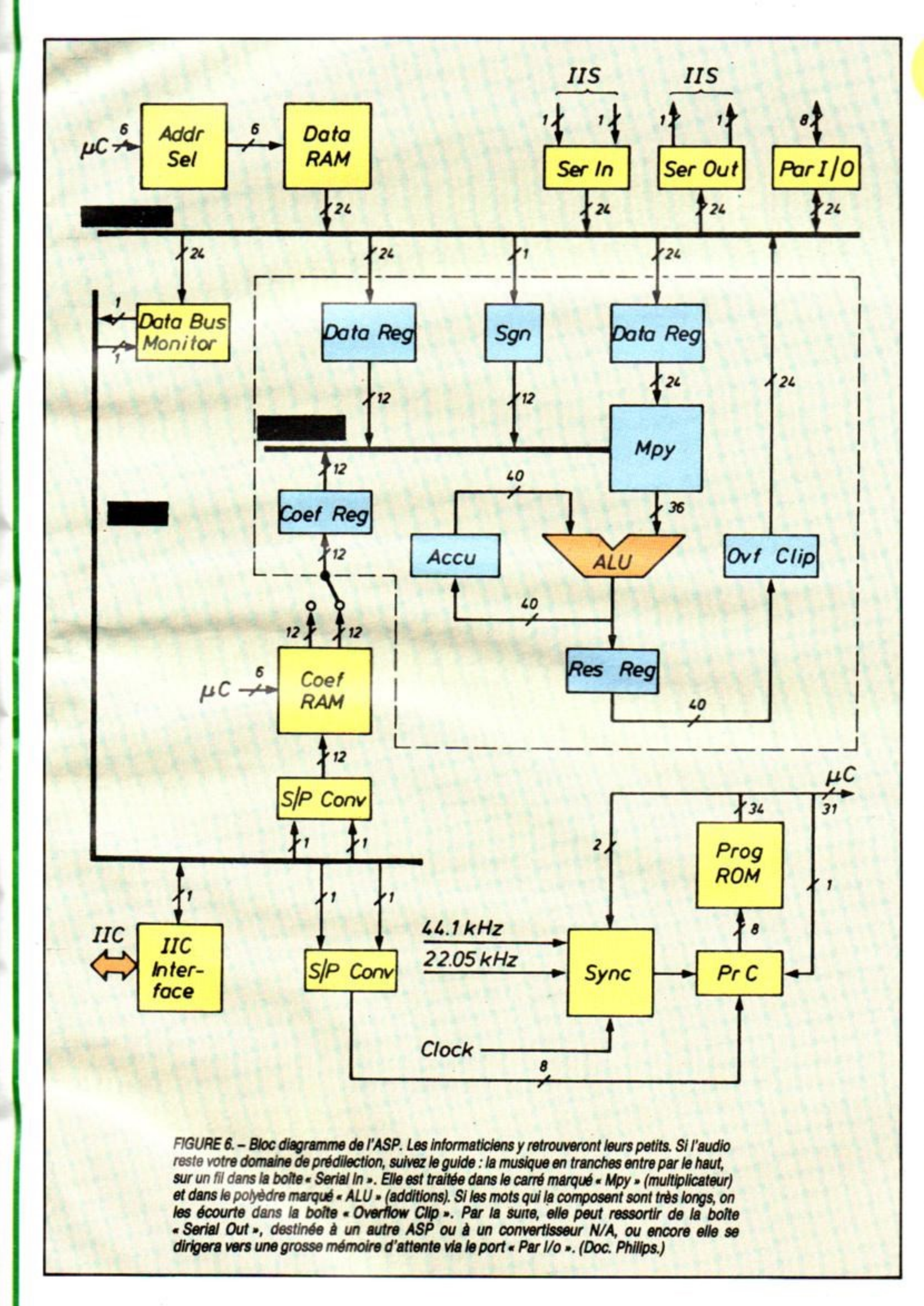


FIGURE 6. – Bloc diagramme de l'ASP. Les informaticiens y retrouveront leurs petits. Si l'audio reste votre domaine de prédilection, suivez le guide : la musique en tranches entre par le haut, sur un fil dans la boîte « Serial In ». Elle est traitée dans le carré marqué « Mpy » (multiplicateur) et dans le polyèdre marqué « ALU » (additions). Si les mots qui la composent sont très longs, on les écourte dans la boîte « Overflow Clip ». Par la suite, elle peut ressortir de la boîte « Serial Out », destinée à un autre ASP ou à un convertisseur N/A, ou encore elle se dirigera vers une grosse mémoire d'attente via le port « Par I/o ». (Doc. Philips.)

arrangement en cascade de 10 filtres d'octave. Ces filtres numériques sont aussi de type récursif, et d'ordre 2. Mais leur structure n'est pas la même selon la bande de fréquence considérée. Entre 31,5 Hz et 500 Hz, ce sont des filtres à forme couplée à six coefficients. Entre 1 000 Hz et 16 kHz, ce sont des filtres à forme directe à cinq coefficients. Cela tient au fait que la partie multiplicateur de l'ASP n'admet que 12 bits de coefficients, et, de par cette limitation, certaines courbes de réponse ne seraient pas réalisables de manière précise.

UNE VUE D'ENSEMBLE

Mais l'ASP à lui seul ne suffit pas à la réalisation complète d'un préamplificateur numérisé. Le DPM-7 en utilise cinq, plus deux microprocesseurs courants et quelques intégrés spécialisés. Parmi ces derniers on trouve, évidemment, les convertisseurs A/N et N/A et quelques mémoires (fig. 7).

L'un des microprocesseurs, noté μP1 sur le schéma synoptique, contrôle tout le système. Tous les ASP y sont reliés via le bus I²C, et les instructions données par l'utilisateur du préampli transitent systématiquement par ce microprocesseur en vue de leur interprétation par les ASP. Le second microprocesseur, μP2, se charge des fonctions d'affichage, telles celles relatives au fonctionnement de l'égaliseur ou de l'analyseur de spectre intégré.

Les signaux numériques transitent sous le protocole I²S, entre chaque ASP. Le format de ce procédé requiert trois lignes de transmission : l'une est l'horloge signal « série », qui indique au circuit récepteur le rythme d'arrivée des bits du signal ; une autre porte le signal de sélection des mots, un carré symétrique dont les flancs de montée et de descente indiquent, respectivement, l'arrivée de données relatives au canal droit et gauche ; la troisième ligne porte les données elles-mêmes (codées en complément de deux). On remarquera la totale compatibilité de ce protocole I²S avec le format des signaux de lecteurs de compact-disc avant conversion N/A (voir l'article d'Etienne Lemery sur le lecteur Onkyo DX-320 dans le numéro 1730, à ce sujet). La sortie numérique de ces lecteurs porte un signal qui n'est qu'une combinaison de ces trois signaux.

C'est ce type de signal que l'on applique aux entrées numériques du DMP-7 (avec f_{ech} = 44,1 kHz). Les sources analogiques peuvent être raccordées à cet ampli, elles sont alors « numérisées » avec la même fréquence d'échantillonnage. En ce qui concerne les futures sources numériques (magnétocassette type DAT, adaptateur PCM, récepteur de programme par satellite) dont les for-

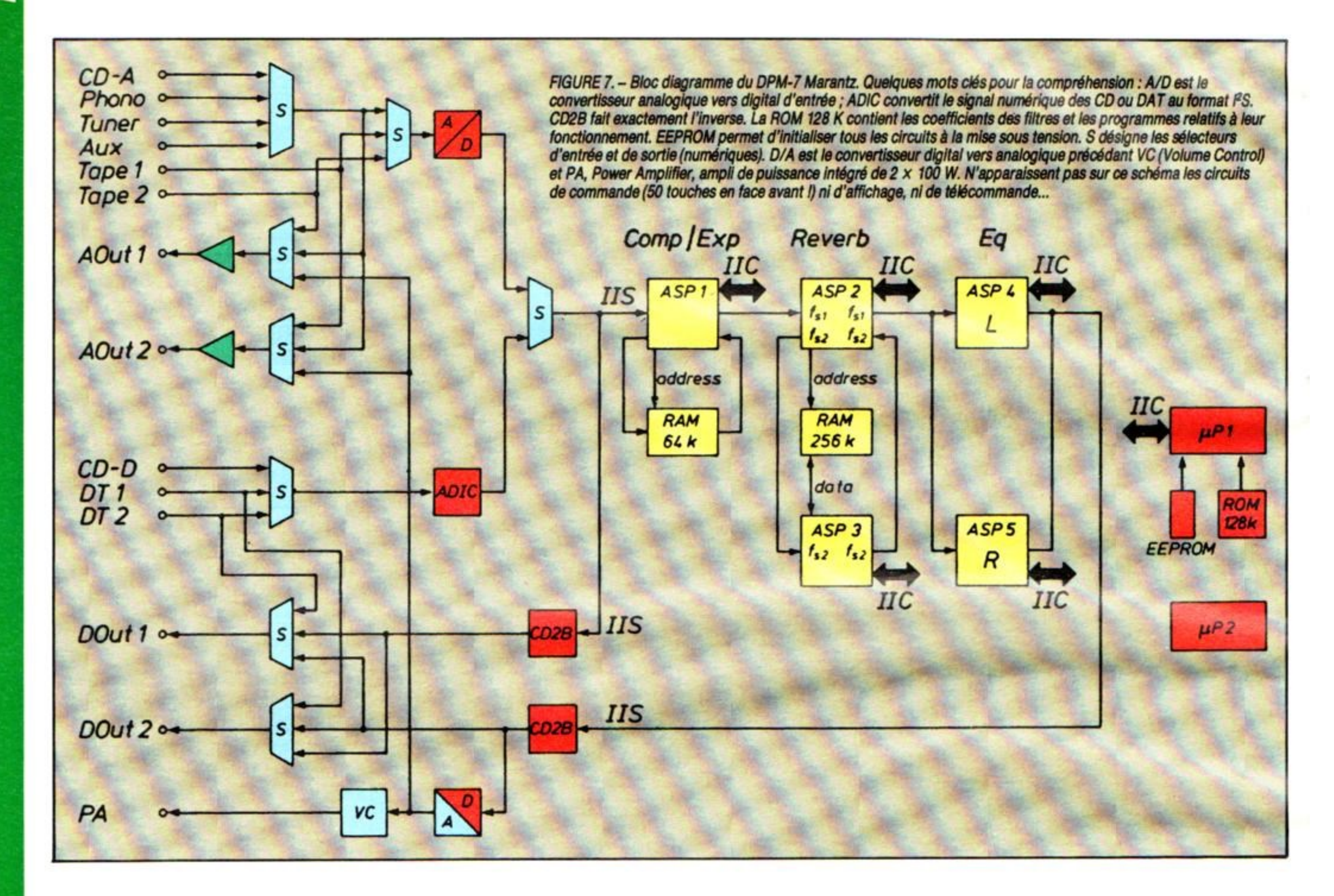


FIGURE 7. – Bloc diagramme du DPM-7 Marantz. Quelques mots clés pour la compréhension : A/D est le convertisseur analogique vers digital d'entrée ; ADIC convertit le signal numérique des CD ou DAT au format I²S. CD2B fait exactement l'inverse. La ROM 128 K contient les coefficients des filtres et les programmes relatifs à leur fonctionnement. EEPROM permet d'initialiser tous les circuits à la mise sous tension. S désigne les sélecteurs d'entrée et de sortie (numériques). D/A est le convertisseur digital vers analogique précédant VC (Volume Control) et PA, Power Amplifier, ampli de puissance intégré de 2 × 100 W. N'apparaissent pas sur ce schéma les circuits de commande (50 touches en face avant !) ni d'affichage, ni de télécommande...

mats et fréquence d'échantillonnage ne correspondent pas à ceux du CD (32 et 48 kHz), elles seront appliquées via un circuit d'adaptation (noté ADIC sur le synoptique).
Le traitement du signal proprement dit commence au niveau de l'ASP 1, avec la compression ou l'expansion de dynamique. La durée requise pour mener à bien cette opération après détection de la valeur de crête du signal est obtenue en stockant temporairement les données « signal » dans une mémoire de 64 Kbits.
Après passage dans ASP1, les données ont acquis leur format à 24 bits, elles sont alors envoyées vers ASP2. Afin de réaliser l'effet de réverbération, ASP2 prélève une fraction de chaque signal (droite et gauche), dont il fait la somme, mais limitée en fréquence à 10 kHz ce qui permet d'utiliser une fréquence d'échantillonnage moitié de celle du signal incident. ASP2 et ASP3 « travaillent » donc à 22,05 kHz. ASP3 est connecté, via son port parallèle d'entrée/sortie, à une mémoire de 256 Kbits (4 boîtiers de 64 Kbits chacun). Les adresses de ce champ de mémoire sont fixées par ASP2. Le temps de stockage des données dans ces 256 K permet aux ASP2 et ASP3 d'effectuer les calculs appliqués à la fonction de réverbération. ASP4 et ASP5 servent, quant à eux, à réaliser l'égalisation numérique ; chacun d'eux agit sur un canal. Le signal sur 24 bits est alors recalé sur 16 bits série, envoyé vers une sortie numérique (pour enregistreur type DAT) et converti en analogique pour attaquer l'ampli de puissance intégré.

POUR CONCLURE

L'ASP est un des premiers LSI véritablement conçus pour le traitement du signal audio. Il s'avère assez versatile et souple pour d'autres applications que celles décrites précédemment, moyennant la création de logiciels adéquats (effroyable... l'audio deviendra l'affaire d'informaticiens !). Par exemple, les ingénieurs de Philips et Marantz ont réussi, en laboratoire, à lui faire éliminer le « cloc » périodique (demain ce sera celui aléatoire) d'un disque analogique rayé. Une autre application concerne le contrôle permanent des corrections physiologiques (Loudness asservi) en fonction du niveau acoustique. De même, l'égalisation numérique pourrait fonctionner automatiquement à des fins de correction acoustique. Enfin, les ingénieurs envisagent également l'asservissement des fonctions de compression et expansion au niveau de bruit ambiant du local d'écoute.

Gilles LE DORÉ

BIBLIOGRAPHIE

- « Digital Audio : examples of the applications of the ASP integrated Signal processor ». *Philips Techn. Rev.* 42, n° 6/7, pages 201 à 216, avril 1986, E.H.J. Persoon, C.J.B. Vandenbulcke et al.
- *RTC Actualité* n° 66, mai 1986. « Processeur de signal PCB 5010 ».
- *Son Vidéo Magazine* n° 172. « C'est nouveau, c'est Philips », mars 1986, pages 22 et 23.

A lire également, si l'on veut se familiariser avec le filtrage numérique :

- J.B.H. Peek, « Digital Signal Processing », pages 103 à 109, *Philips Techn. Rev.* 42.
- « Théorie du signal », de B. Picinbono, chez Dunod.
- « Le compact disc », de Ch. Pannel et J.C. Hanus, ETSF 1983.
- Salman, « Le filtrage numérique ». Eyrolles 1982.

PLUS POINTU : LE FILTRAGE NUMERIQUE

Il n'est pas simple d'imaginer comment, après sa transformation en suite de 0 et de 1, le message audio (ou vidéo !) peut être manipulé en vue de transformer son contenu fréquentiel. En effet, physiquement rien n'apparaît de manière macroscopique, tout se passe dans des LSI au contenu mystérieux, alors qu'un simple circuit RC assurait déjà un filtrage passe-haut ou passe-bas d'une simplicité déroutante. Mais, comme nous allons le voir, le filtrage numérique, ce n'est pas si compliqué qu'il y paraît.

Tout tient, on s'en doute, à opérer sur des nombres codés en binaire (ou en binaire complément de deux) qui transitent par paquets de seize au rythme de la fréquence d'échantillonnage f_s. L'essentiel des opérations consiste, on l'a vu dans la description de l'ASP, à réaliser des multiplications, des additions et des retards.

Une première remarque s'impose. Ces opérations doivent être réalisées très rapidement et, s'il s'agit de retards, ceux-ci prendront pour valeur des multiples entiers de la période d'échantillonnage T ($T = 1/f_s$).

Dans la description succincte qui suit, on raisonnera sur des mots représentant des échantillons successifs du signal analogique, et non sur des bits pris isolément. Ces échantillons ne sont pas des variables continues. Ils prennent, à chaque période, des valeurs discrètes, quantifiées parmi 65 536 valeurs possibles. Ainsi, pour décrire ce signal, on adopte une notation comme x (n), y (n), x (n + 1), Y (n – 1)... z (n – m), etc., mettant en évidence cette succession d'échantillons. Les entiers n et (n – m) doivent être interprétés comme des numéros d'ordre d'arrivée ou de transit dans les circuits.

Exemple : Nous voulons représenter un signal carré symétrique, positif, codé sur quatre bits, que nous appellerons x (n). A supposer que l'échantillonnage commence au début du palier positif, nous aurons, par exemple (fig. a) :

x (0) = 1111 (ou F en hexa). 16 en décimal.
x (1) = 1111 (ou F en hexa). 16 en décimal.
x (2) = 1111 (ou F en hexa). 16 en décimal.
x (3) = 1111 (ou F en hexa). 16 en décimal.
x (4) = 0000 (0 en hexa ou décimal).
x (5) = 0000 (0 en hexa ou décimal).
x (6) = 0000 (0 en hexa ou décimal).
x (7) = 0000 (0 en hexa ou décimal).

Simplifions encore, avec un codage sur un seul bit :
x (0) à x (3) = 1
x (4) à x (7) = 0

Le filtrage numérique consistera alors à réaliser une combinaison linéaire de ces éléments x (n), une somme pondérée par des coefficients.

Exemples simples

Reprenons notre signal x (n) considéré maintenant comme signal d'entrée et « fabriquons » un signal y (n) de sortie tel que :
$y(n) = x(n) + 0,5 \times x(n-1)$.

Le coefficient affecté à x (n) vaut 1, celui affecté à x (n – 1) vaut 0,5. Calculons les différentes valeurs de y (n) :

y (0) = x (0) + 0,5 x (–1) = 1 (si x (–1) = 0)	y (4) = x (4) + 0,5 x (3) = 0,5
y (1) = x (1) + 0,5 x (0) = 1,5	y (5) = x (5) + 0,5 x (4) = 0
y (2) = x (2) + 0,5 x (1) = 1,5	y (6) = x (6) + 0,5 x (5) = 0
y (3) = x (3) + 0,5 x (2) = 1,5	y (7) = x (7) + 0,5 x (6) = 0

Partons sur un graphe, les valeurs de x (n) et de y (n).

L'effet du filtrage est visible : apparaissent pour le créneau des valeurs intermédiaires entre la valeur maximale et le zéro, mettant en évidence un temps de montée et de descente. Nous avons réalisé un filtre passe-bas d'ordre 1 (fig. b).

Reprenons notre formule et changeons le « + » en « – » :

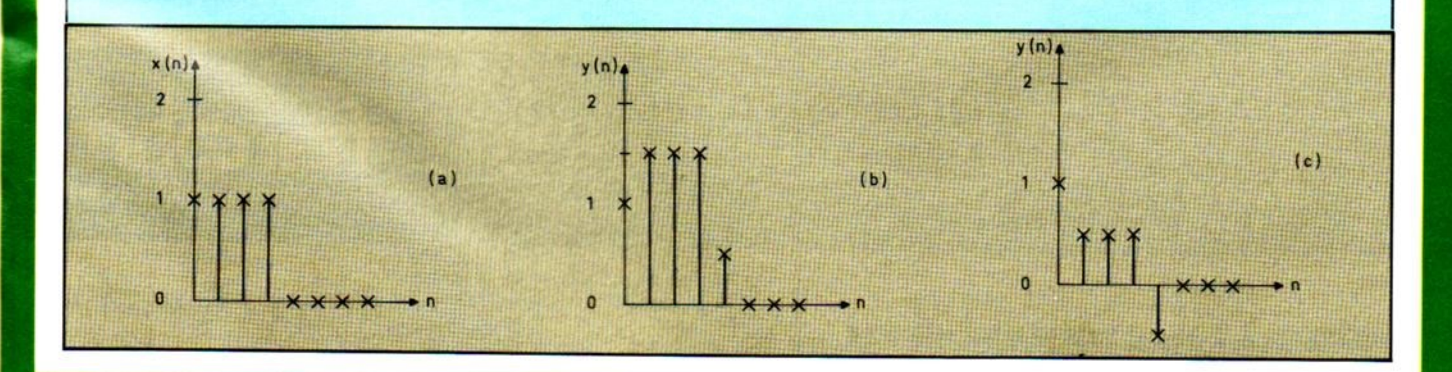
$y(n) = x(n) - 0,5 \times x(n-1)$

En calculant chaque y (n) et en reportant ces valeurs sur un graphe tel celui de l'exemple précédent, apparaît une différentiation du créneau. Nous avons réalisé un filtre passe-haut d'ordre 1 (figure c).

Jusqu'à présent, nous avons utilisé l'information x (n – 1) qui ne mettait en jeu qu'une seule unité de retard. Afin de réaliser des filtres à pente plus élevée, les concepteurs utilisent des structures plus complexes dans lesquelles la sommation porte sur des termes d'indice n – m, ne pouvant atteindre 10 ou 20, réalisant ainsi des filtres d'ordre élevé.

Dans ce cas, il est bien évident qu'il est nécessaire de disposer de mémoires contenant m cases qui maintiennent ces m échantillons jusqu'à l'arrivée du dernier échantillon nécessaire au calcul.

Mais il faut également savoir que chacune des cellules de retard (des registres à décalage dont l'horloge fonctionne à la fréquence d'échantillonnage) se comporte également en filtre à réponse périodique. La bibliographie anglo-saxonne fait souvent mention de ces dispositifs sous le vocable de « comb filters ».





DIODES ELECTROLUMINESCENTES



Il s'agit de la diode LED, diode électroluminescente visible. Ce sera le voyant de la plupart de vos réalisations. La diode électroluminescente est un semiconducteur devenu très abordable, sauf si on lui demande d'éclairer en bleu. Pas de filament, pas d'effet thermique, donc pas d'inertie, ce qui lui permet d'être modulée ou d'être intégrée dans des systèmes d'indication rapide ; on peut également s'en servir comme coupleur optique.

COULEUR ET TENSION DIRECTE

Quatre couleurs sont proposées pour les diodes LED, le rouge, le super rouge, le jaune et le vert. Comme le spectre visible est continu, une diode jaune peut tirer sur le vert pour peu que sa longueur d'onde dérive...

Rouge ou super rouge ? La différence ne se situe pas uniquement dans la couleur mais, c'est important, dans la chute de tension directe de la diode. Une diode rouge présente lorsqu'elle est allumée une chute de tension directe de 1,6 V alors qu'une diode super rouge aura une chute de tension de 2 V, comme les diodes verte et jaune.

MONTAGE EN PARALLELE

Cette mise en parallèle peut constituer une solution pratique bien qu'elle ne soit pas recommandée par les constructeurs : ça marche, nous l'avons expérimentée ; bien sûr, on peut constater une légère différence de luminosité entre deux diodes de même type ; de toute façon, il existe une dispersion des caractéristiques faisant que deux diodes traversées par le même courant n'éclairent pas de la même façon.

Les diodes électroluminescentes se caractérisent par une tension inverse limite (plus sur la cathode, moins sur l'anode) de 5 V, tension à ne pas dépasser.

En cas d'alimentation en alternatif, prévoir une diode montée en inverse (fig. 1).

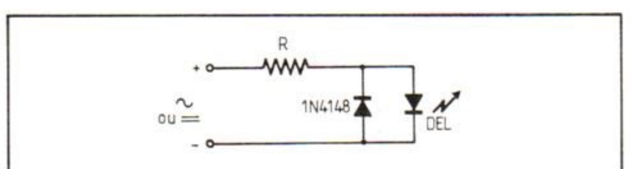


Figure 1. – Protection d'une diode électroluminescente ou alimentation en alternatif. En dessous de 5 V continu, la 1N4148 n'est plus nécessaire.

La diode LED s'alimente par un courant qui sera, pour les modèles les plus communs, de 1 à 20 mA. Un courant trop fort entraîne un échauffement excessif produisant une chute de luminosité suivie d'une destruction de la diode ; certaines diodes supportent une crête de 1 A.

La résistance chutrice se calcule par la loi d'Ohm : la tension aux bornes de R est la différence entre la tension d'alimentation et la chute de tension dans la diode (1,6 ou 2 V), R = (Va – Vd)/I, R en kΩ si I en mA (fig. 2).

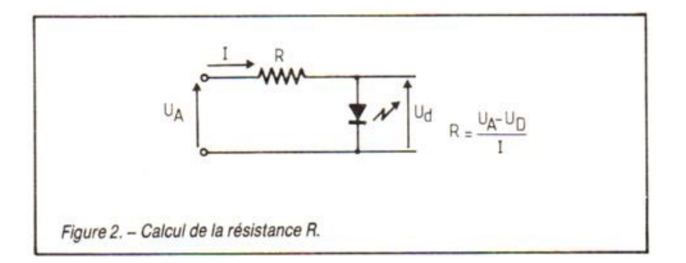


Figure 2. – Calcul de la résistance R.

GEOMETRIE

Les premières diodes se présentaient avec une extrémité hémisphérique et un diamètre de 5 mm environ. Aujourd'hui, l'éventail s'est étendu : 3 et 5 mm de diamètre, et même 8 et 10 mm de diamètre (Telefunken) ; diodes images en forme de micropoint, de triangle, de rectangle, etc. ; diodes tubulaires pour accueillir l'extrémité de fibres optiques, réseaux de diodes au pas de 2,54, diodes bicolores à trois (électrode commune) ou deux fils (tête bêche) (fig. 3), microdiodes pour montage en surface, etc. L'imagination ne manque pas chez les fabricants.

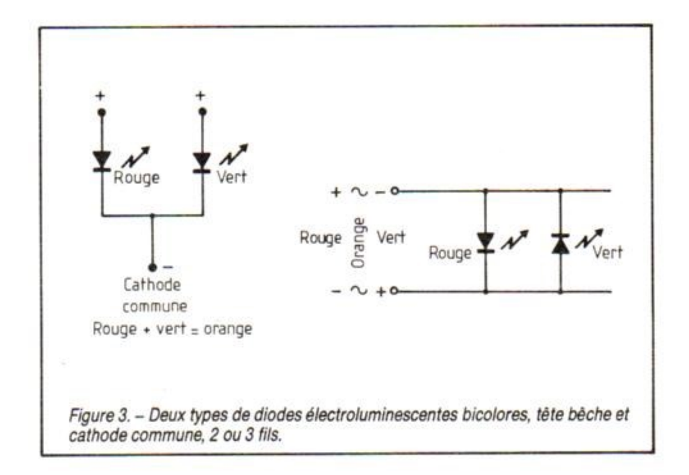


Figure 3. – Deux types de diodes électroluminescentes bicolores, tête bêche et cathode commune, 2 ou 3 fils.

La géométrie, c'est aussi celle du faisceau : diode à grand angle de vision plane ou sphérique pour tableau de bord, diode à concentration du faisceau pour augmenter l'intensité lumineuse dans une direction privilégiée. La matière plastique de moulage sera colorée ou transparente, ou même transparente avec extrémité diffusante. Une diode transparente laisse voir la puce, petite et très brillante, une diode translucide apparaît comme une tache de couleur, la transparente est plus visible au soleil...

BROCHAGE

A retenir : pour une diode neuve (fils pas encore coupés), le fil court, c'est la cathode (fig. 3). Facile à retenir. Si le boîtier est cylindrique, un méplat marque la cathode. Pour les autres boîtiers, on se repère à la longueur relative des fils. Et si les fils sont coupés ? Là, vous prendrez une pile de 4,5 V montée en série avec une résistance de 470 Ω et vous essayerez dans les deux sens : l'anode, c'est le point qui va au plus lorsque la diode est allumée.
Il existe un autre moyen de repérage qui marche sur les diodes transparentes et translucides (fig. 6). La puce est fixée sur une assise de masse importante par la cathode. Attention, cette configuration n'est pas obligatoire.
Si la présumée diode ne s'allume pas lors du test, elle peut être claquée, à infrarouge, ou être un phototransistor !
Il faut alors déployer d'autres moyens d'investigation... Le test à l'ohmmètre que l'on peut pratiquer avec une diode de signal ne donne pas toujours de résultat, la tension de seuil des diodes électroluminescentes étant supérieure à la tension de la pile de beaucoup d'ohmmètres.

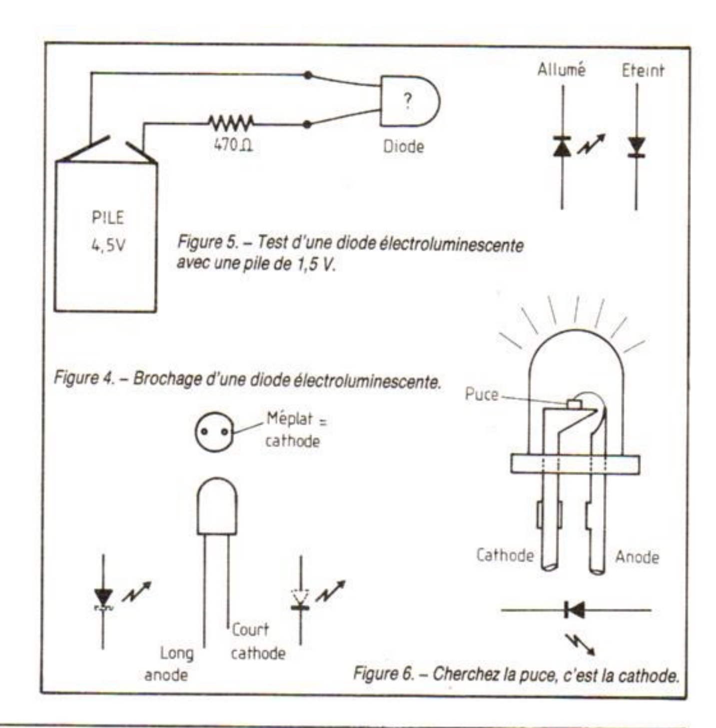


Figure 5. – Test d'une diode électroluminescente avec une pile de 1,5 V.

Figure 4. – Brochage d'une diode électroluminescente.

Figure 6. – Cherchez la puce, c'est la cathode.



TRANSISTORS PETITS SIGNAUX



TRANSISTORS PETITS SIGNAUX, SERIE BC LES BONS A TOUT FAIRE

Les catalogues de semiconducteurs fourmillent de transistors divers qui, bien souvent, ne se distinguent que par d'infimes détails de capacité parasite ou de gain.
Or, dans la plupart des cas, on peut, lorsque de trop fortes tensions, de trop fort courants ou des fréquences trop hautes ne sont pas impliqués, utiliser n'importe quoi, sans tomber dans des excès...
Ces transistors, on les appelle d'usage courant et ils seront soit PNP soit NPN. Voir figures 1 et 2 représentant deux transistors, un PNP et un NPN avec le sens des courants et des tensions. On a l'habitude de mettre la tension d'alimentation positive en haut et de mettre la masse ou le point négatif de l'alimentation en bas, nous respecterons cette convention.
Nous avons réuni quelques références de transistors courants, appartenant à la même famille : une famille produite par beaucoup de fabricants de semiconducteurs, ce qui simplifiera les approvisionnements. Vous pourrez en profiter pour grouper vos achats avec vos copains et bénéficier de prix par (petite) quantité, par exemple lors de ventes en pochettes.
PNP et NPN, les transistors proposés sont complémentaires deux à deux, complémentaires signifient qu'ils auront les mêmes performances à part une fréquence de coupure un peu inférieure pour le transistor PNP.
Dans notre série, nous avons des transistors de différentes tensions, de différents courants. Ce sont des transistors fabriqués en grande série, ils n'ont donc pas tous les mêmes caractéristiques, notamment en gain. Par conséquent, une certaine dispersion peut être attendue lors de la réalisation d'un montage.
Les fabricants ont imaginé un classement des transistors par gain, et ont établi plusieurs classes : A, B et C. Nous avons également inscrit d'autres classes que vous pourrez rencontrer sur des transistors style fond de tiroir.
Comme vous le voyez, le gain peut varier dans de grandes proportions.

LES PARAMETRES

Nous vous indiquons dans le tableau plusieurs caractéristiques des transistors en question : type, tension collecteur émetteur max. en base ouverte, courant continu moyen max. et permanent, courant de crête, puissance dissipable par le boîtier, plage de gain avec courant, et fréquence de transition (produit gain en courant × bande passante).
Nous vous donnons également des tableaux de classes de gain en mentionnant que chez un même fabricant on peut avoir plusieurs fourchettes légèrement différentes pour une même désignation.
Côté brochage, nous vous en donnons deux : un pour le boîtier TO-18 métallique (attention, le boîtier est au potentiel du collecteur), l'autre pour le boîtier plastique TO-92.
D'autres dispositions de broches existent pour des transistors portant des références identiques tout en ayant des performances équivalentes, ces modèles sont prévus pour des fabrications de grande série où un changement de disposition des pattes peut faciliter le dessin du circuit imprimé.
Nous avons là un éventail des transistors BC courants, nous pourrions ajouter un modèle, le BC 368 (NPN) et BC 369 (PNP) supportant 20 V et 2 A en crête, 2 A, ce n'est plus tout à fait de l'usage courant.

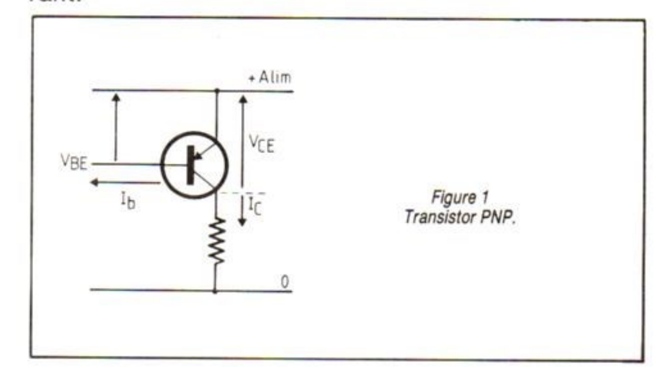


Figure 1 Transistor PNP.

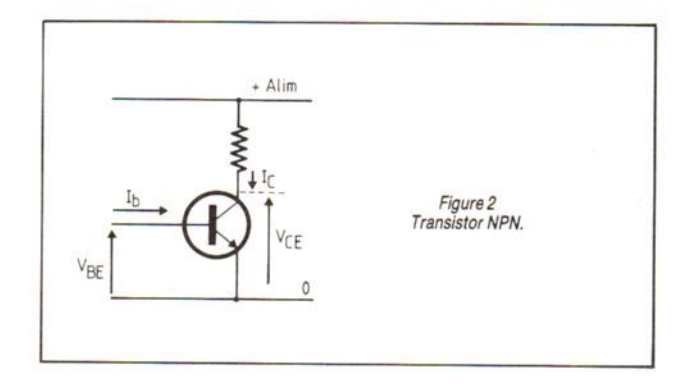


Figure 2 Transistor NPN.

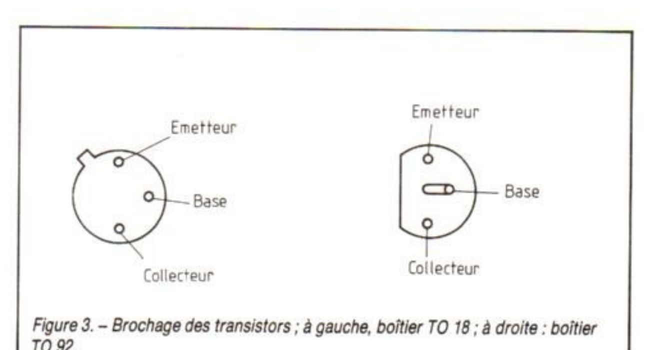


Figure 3. – Brochage des transistors ; à gauche, boîtier TO 18 ; à droite : boîtier TO 92.

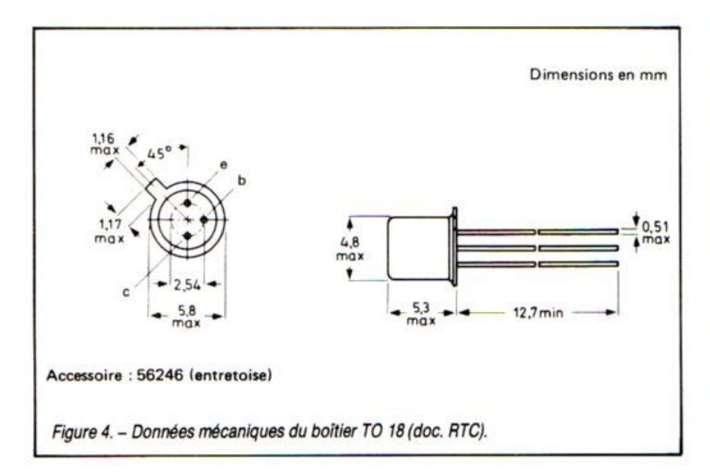


Figure 4. – Données mécaniques du boîtier TO 18 (doc. RTC).

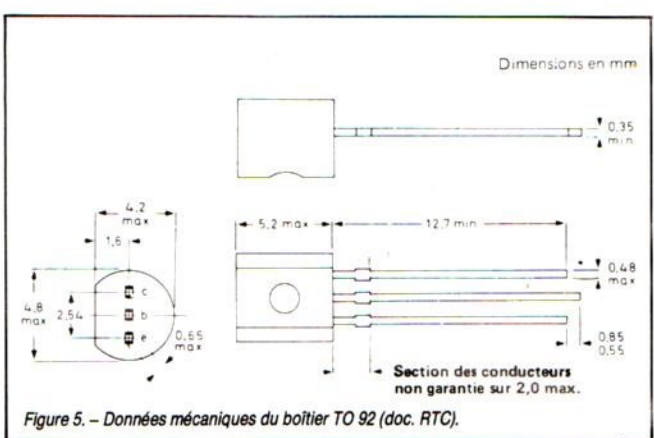


Figure 5. – Données mécaniques du boîtier TO 92 (doc. RTC).

6	10	16	25	40				
40-100	63-160	100-250	160-400	250-600				
II	III	IV	V	VI	VII	VIII	IX	X
12,5-25	20-40	30-60	50-100	75-150	125-250	180-310	250-460	380-630
A	B	C						
125-260	240-500	450-900						

Tableau 1. – Tableau des classes de gain, les fourchettes sont approximatives et changent parfois chez un même fabricant !

Type	Polarité	Boîtier	V_{CEO} (V)	I_C (mA)	I_{CM} (mA)	Ptot @ 25° (mW)	Gain en courant hFE	à I_C (mA)	F_T (MHz)	Particularité
BC 107	NPN	TO 18	45	100	200	300	125-500	2	> 300	
BC 108	–	–	20	–	–	–	125-500	–	–	Faible bruit
BC 109	–	–	20	–	–	–	240-900	–	–	
BC 177	PNP	TO 18	45	100	200	300	75-260	2	150	
BC 178	–	–	25	–	–	–	125-500	–	–	Faible bruit
BC 179	–	–	20	–	–	–	125-500	–	–	
BC 546	NPN	TO 92	65	100	200	500	125-500	2	300	
BC 547	–	–	45	–	–	–	125-900	–	–	
BC 548	–	–	30	–	–	–	125-900	–	–	Faible bruit
BC 549	–	–	30	–	–	–	240-900	–	–	
BC 550	–	–	45	–	–	–	240-900	–	–	
BC 556	PNP	TO 92	65	100	200	500	75-500	2	150	
BC 557	–	–	45	–	–	–	75-500	–	–	
BC 558	–	–	30	–	–	–	75-500	–	–	Faible bruit
BC 559	–	–	30	–	–	–	125-500	–	–	
BC 560	–	–	45	–	–	–	125-500	–	–	
BC 327	PNP	TO 92	45	500	1000	800	100-600	100	100	
BC 328	–	–	25	–	–	–	100-600	100	–	
BC 337	NPN	TO 92	45	500	1000	800	100-600	100	200	
BC 338	–	–	25	–	–	–	100-600	100	–	
BC 635	NPN	TO 92	45	1000	1500	1000	40-250	150	150	
BC 637	–	–	60	–	–	–	40-160	150	–	Fort courant
BC 639	–	–	80	–	–	–	40-160	150	–	
BC 636	PNP	TO 92	45	1000	1500	1000	40-250	150	50	
BC 638	–	–	60	–	–	–	40-160	150	–	Fort courant
BC 640	–	–	80	–	–	–	40-160	150	–	

Tableau 2. – Tableau des BC d'usage courant.

L'EVOLUTION TECHNIQUE DES AMPLIFICATEURS :

LA SOLUTION DENON

Tous les fabricants d'amplificateurs se sont lancés dans des études dont l'ultime but est l'amélioration de l'écoute. On a commencé par éliminer les distorsions harmoniques, ce qui a permis de découvrir les méfaits de l'intermodulation statique puis transitoire, on est passé aux distorsions d'interface puis aux recherches d'intermodulation par l'alimentation ; à chaque fois, les appareils de mesure ont permis d'aller plus loin ; mais ces instruments, il a fallu aussi les sophistiquer. Pourquoi ces recherches ? Bien sûr, il faut améliorer les produits, mais aussi montrer aux concurrents et au public que l'on sait travailler ses amplis. Le marketing est là pour que les amplificateurs se vendent, les constructeurs brandissent des appellations évocatrices ou ésotériques : il faut bien vendre son matériel et la concurrence est lourde !
Nous allons voir ici la façon dont procède Denon pour améliorer ses amplificateurs. Une conception que nous allons analyser ici avec les documents fournis par ce constructeur japonais.

En fait, plusieurs concepts sont réunis dans l'appareil. Nous avons pris comme exemple le PMA 900 V, amplificateur/préamplificateur puissant, de haut de gamme. Avant d'aborder l'analyse de la section puissance, nous allons voir comment on a conçu le préamplificateur. Dans ce type d'appareil, on applique le concept de base non seulement à la section puissance mais aussi à tous les autres niveaux.



L'amplificateur Denon PMA 900 V.

PREAMPLIFICATEUR RIAA

La figure 1 donne le schéma de principe du préamplificateur.
Première constatation, il n'y a pas de condensateur de couplage, pas plus à l'entrée qu'à la sortie.
Problème : les dérives.
Une tension continue sur une enceinte acoustique, c'est mortel.
Donc, pour l'éviter, on fait appel à un asservissement de tension continue.
Denon a placé ici un amplificateur opérationnel IC_2 1/2, monté avec un condensateur de 100 μF entre l'entrée inverseuse et la sortie, il se comporte donc comme un intégrateur.

Son gain en alternatif est nul et n'intervient donc pas sur les tensions AF (audiofréquences), mais en continu son gain est élevé, ce qui permet d'assurer une contre-réaction efficace uniquement pour le courant continu et un peu pour l'extrême grave (l'impédance du condensateur intervient alors).

Ce préamplificateur sert aussi bien pour les cellules à bobine mobile que pour celles à aimant mobile.

Trois commutations sont effectuées.
– La première, en tête de l'amplificateur, pour adapter l'impédance d'entrée à celle de la cellule : on change à la fois le condensateur et la résistance placés en parallèle sur cette entrée.
– La seconde modifie le gain de l'étage d'amplification audio par l'intermédiaire du circuit de contre-réaction RIAA.
(Si vous regardez bien le schéma, vous remarquerez que la résistance R_{23} de 390 Ω shunte le double circuit RC de correction RIAA... Rassurez-vous, dans l'amplificateur, il s'agit d'une 390 000 Ω ! En préampli BM, la résistance R_{25} de 6,8 Ω vient en parallèle sur R_{27} pour faire grimper le gain du préampli.
Notez encore la présence, en amont, d'un circuit intégré à deux transistors à effet de champ à faible bruit qui précède l'amplificateur opérationnel intégré.
Les amoureux des composants discrets hurleront au scandale. On supprime la contre-réaction d'un côté pour ajouter un ampli op intégré. Quelle horreur !)
– La troisième, en fin de circuit, met en service un filtre à deux cellules RC en série qui élimine les fréquences trop basses, deux condensateurs seront sur le trajet du signal...
Le circuit intégré, nous le trouvons aussi pour les commutations.
Les Japonais ont découvert les commutations statiques bien après les Européens ; depuis, Toshiba a concocté de véritables petites merveilles capables de commuter 5 entrées stéréophoniques.
De plus en plus on a besoin de commuter des signaux audio et vidéo, la solution électronique devient rentable.

Autre souci louable de la part du constructeur : réduire au maximum la longueur des connexions. Le circuit intégré peut se placer à côté des prises tandis que les fils de commande auront une longueur quelconque. Le circuit intégré adopté par Denon est un TC 9152P, il dispose d'une commande parallèle ne nécessitant pas de microprocesseur, les entrées de commandes servent aussi de sorties pour l'allumage des diodes LED témoin, on économise.

Côté monitoring et commutations des magnétophones, nous restons dans le classique avec un commutateur mais, là encore, le sélecteur est placé au niveau des prises avec une liaison par transmission mécanique à câble.

PUISSANCE

Denon appelle son système « non feedback », ce qui laisse supposer une absence complète de contre-réaction.

La figure 2 donne la structure de l'amplificateur de puissance, nous n'avons pas encore eu l'occasion de rencontrer un schéma similaire chez un autre constructeur.

Denon divise son amplificateur de puissance en deux parties : à gauche, l'amplificateur de tension, alimenté sous une tension égale à celle de l'amplificateur de puissance ; à droite, ampli de puissance, un suiveur.

A sa sortie, on trouvera une tension égale à celle disponible en entrée. Le premier amplificateur est uniquement amplificateur de tension : autrement dit, il ne délivre aucune puissance et travaille sous un courant réduit, ce qui simplifie la conception d'un amplificateur de qualité. Pas de problème de transistors de puissance avec capacité d'entrée importante, ou des temps de montée et de récupération nuisibles. Cet amplificateur utilise une structure complémentaire avec entrée différentielle, son réseau de contre-réaction serait un classique du genre s'il n'était constitué par l'association d'un réseau R classique et d'un autre réseau, cette fois de correction de timbre.

Donc, il existe bien un circuit de contre-réaction, malgré la qualification de « non NFB »...

Bien sûr, il faut donner de la force à cette tension, c'est le rôle de l'amplificateur final, amplificateur à gain unité. En gros, il s'agit d'un super émetteur suiveur, construit à l'aide de quatre transistors complémentaires deux à deux, de puissance élevée et de haute fréquence de coupure. Ces transistors sont précédés d'un transistor de moindre puissance et d'un autre, le tout formant un super-Darlington, un triplet.

En plus, nous avons un circuit de polarisation chargé de la compensation thermique des variations de la température de jonction des transistors. Comme ce circuit n'est pas parfait, on lui a ajouté trois amplificateurs opérationnels, la figure 2 vous montre leur configuration. Le premier est câblé pour procurer à l'ensemble une contre-réaction totale, aussi bien pour le continu que pour l'alternatif. Comme les circuits intégrés ne supportent pas de tension d'alimentation trop élevée, on a dû recourir à une astuce, une alimentation flottante. La tension est prise sur les rails d'alimentation positif et négatif, on fait chuter la tension par des résistances tandis que des diodes Zener assurent une régulation de tension de type shunt.

Deux condensateurs chimiques de $100\ \mu F$ abaissent l'impédance, la tension de sortie de l'amplificateur de tension est transmise aux transistors par les résistances R_1 et R'_1, elle est ajoutée à la tension d'erreur provenant de l'amplificateur CI_1 via R_2 et R'_2.

Un autre système de correction est utilisé, il compare la tension de base et d'émetteur des super-Darlington et assure une compensation sur la

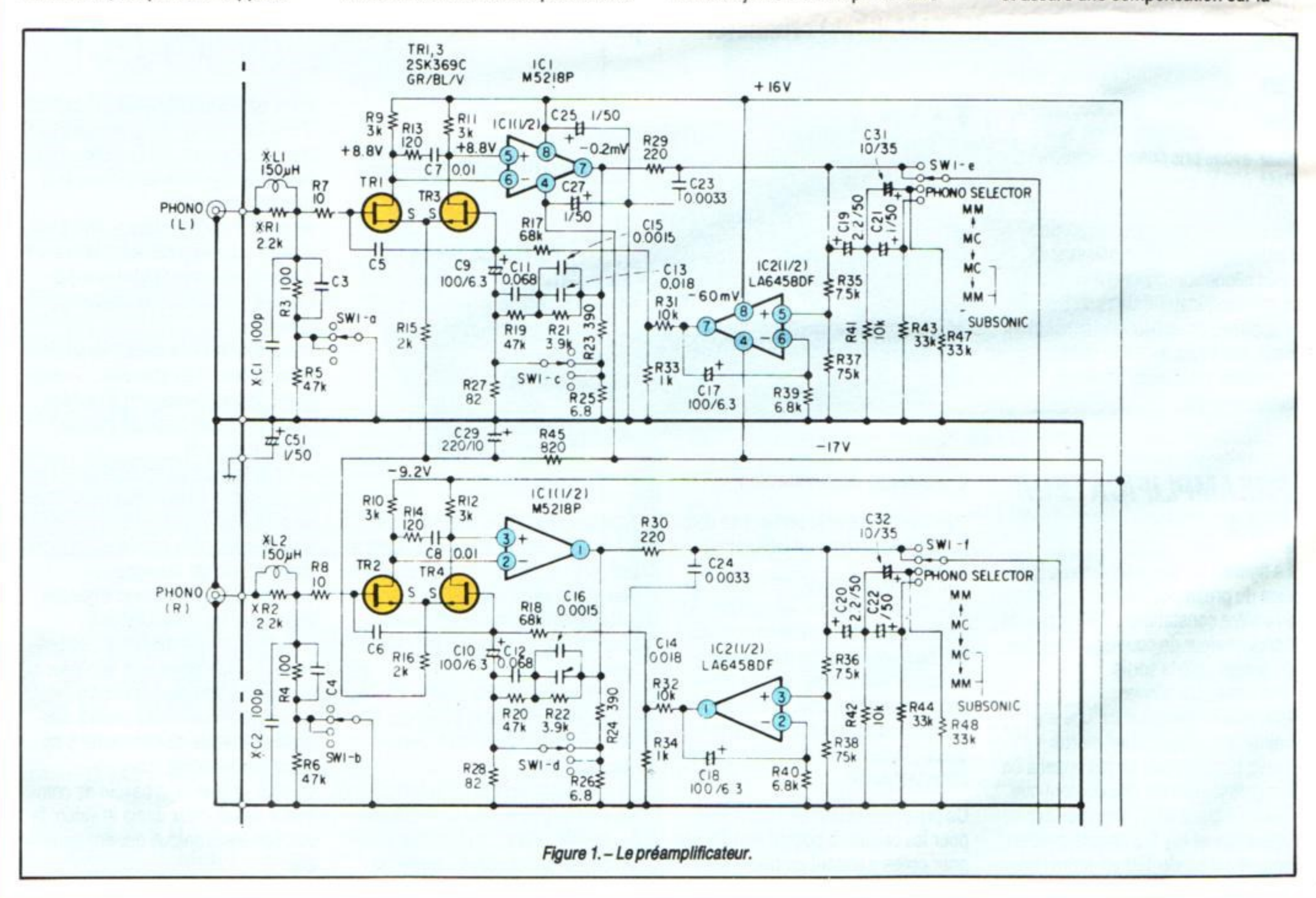


Figure 1. – Le préamplificateur.

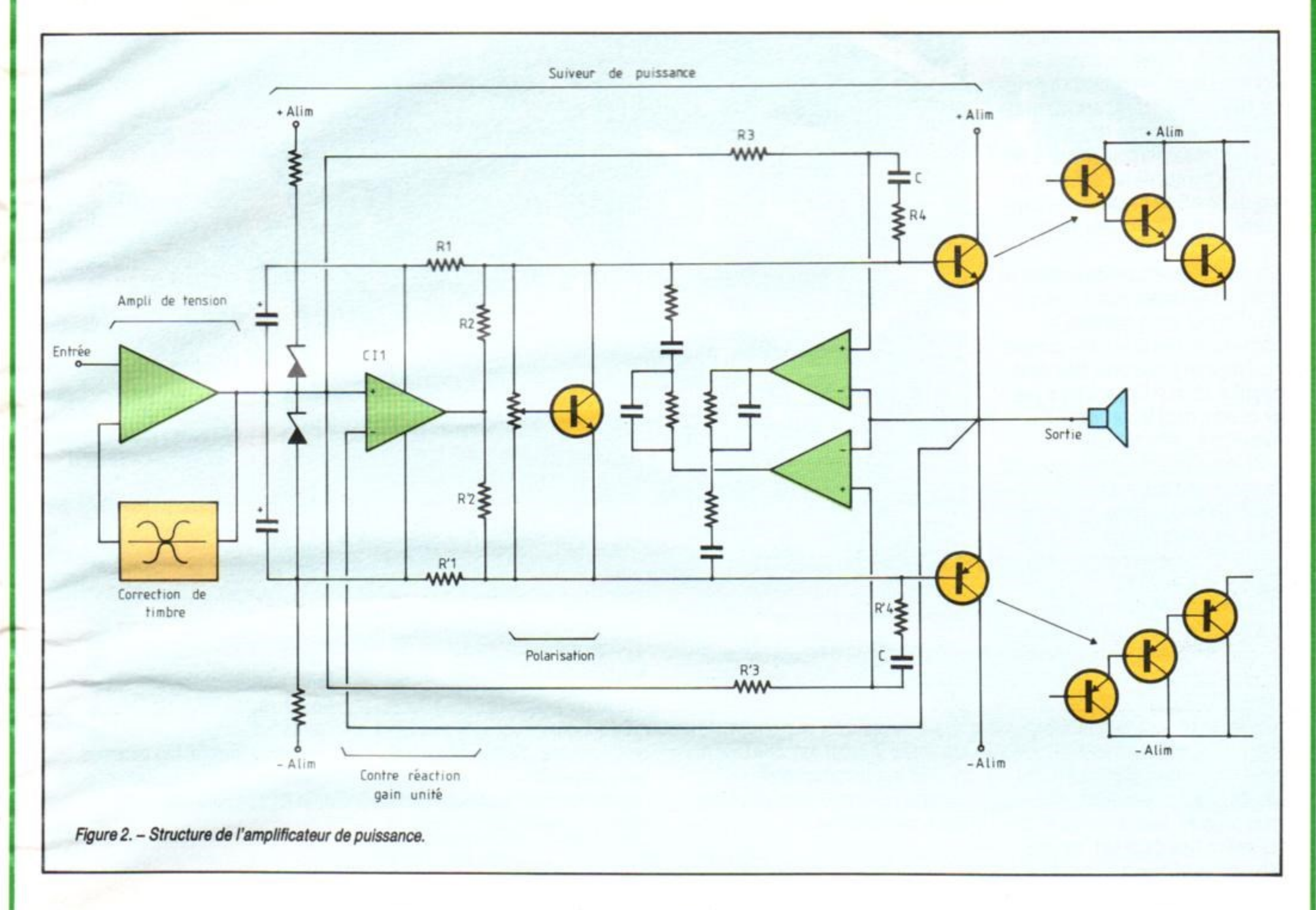


Figure 2. – Structure de l'amplificateur de puissance.

base du transistor complémentaire. Ce double circuit de compensation travaille sur une plage de fréquence déterminée par les constantes de temps des multiples circuits RC. Ce circuit contribue à réduire les distorsions, notamment pour les signaux à très haute fréquence.

On retiendra ici un traitement du signal différence demandant aux amplificateurs opérationnels un travail avec signal de faible amplitude.

Le signal AF à amplifier ne traverse pas directement les amplificateurs opérationnels.

La contre-réaction existe toujours, CI_1 est un ampli fortement contre-réactionné, il travaille directement avec la différence des signaux d'entrée et de sortie de la partie puissance.

Cette technique de traitement utilise un principe identique à celui de l'asservissement de la tension de sortie employé pour le préamplificateur RIAA, mais cette fois en alternatif comme en continu ; de plus, on effectue un « bootstraping » de l'alimentation. Simple !

Figure 3. – Circuit d'alimentation du PMA 900 V.

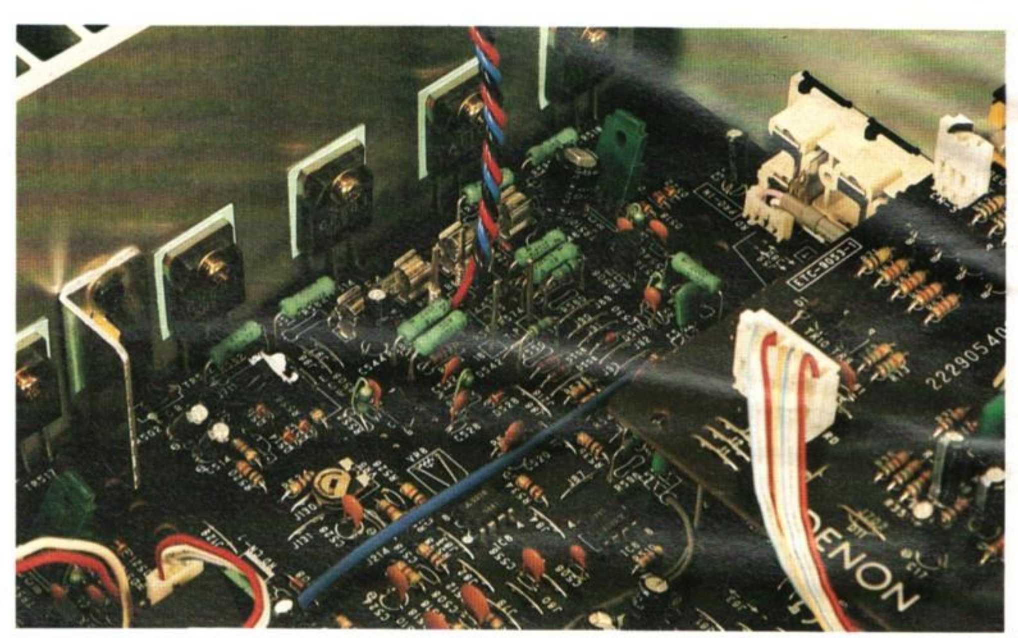
L'ALIMENTATION

Denon s'attaque aussi à l'alimentation et élabore un circuit, celui de la figure 3, capable d'éliminer les derniers résidus produisant de l'intermodulation avec le signal audio. Bien sûr, on multiplie les condensateurs

de filtrage, chose facile quoique coûteuse, mais en plus, on installe sur la ligne de masse une résistance de faible valeur (0,47 Ω) en parallèle avec deux diodes montées tête-bêche.
Les diodes sont là pour limiter la tension aux bornes de la résistance en cas de problème ou lors d'une dissymétrie de fonctionnement importante.
Les deux premiers condensateurs se chargent au travers des diodes du pont : si tout est symétrique, le condensateur de la branche positive se charge en phase avec celui de la négative et, en principe, il n'y a pas de courant dans la connexion de masse du transformateur.
Avec le système utilisé par Denon, on isole, par résistance, deux points de masse différents, ce qui fait gagner quelques points dans la course à la pureté. Ce système s'apparente à d'autres (par exemple Delta) où on utilise un isolement par diodes, entre le point milieu du transformateur et le point commun aux deux condensateurs de filtrage.
Les améliorations apportées par ce type de circuit sont mesurables lorsque tous les autres défauts de l'appareil ont disparu, elles nécessitent des moyens d'investigation extrêmement poussés. Tout le monde n'utilise pas ce type de circuit, certains l'abandonnent même, au profit de techniques de câblage sophistiqués (câble de section importante par exemple).

APPLICATION : LE PMA 900 V

Cet amplificateur fait appel aux techniques que nous avons évoquées. Des précautions spéciales ont également été prises pour le câblage. Par exemple, le circuit imprimé de l'alimentation est dessiné pour que les courants de masse des différents éléments constitutifs de l'amplificateur n'interfèrent pas entre eux ; pratiquement, cela se traduit par des coupures ménagées dans les plans de masse afin de créer une structure en étoile avec un point de masse central.
Pour éviter les interférences magnétiques, Denon utilise un transformateur toroïdal bien enfermé dans son boîtier métallique.
Pas de précaution particulière pour les entrées, elles sont nickelées, seules celles de la façade ont reçu une dorure, ça fait plus joli. Sur un produit de ce type, sophistiqué au niveau des circuits, on n'oublie pas le marketing. En tout cas, cela tend à prouver que les prises dorées ne donnent pas de meilleurs résultats que celles nickelées !...

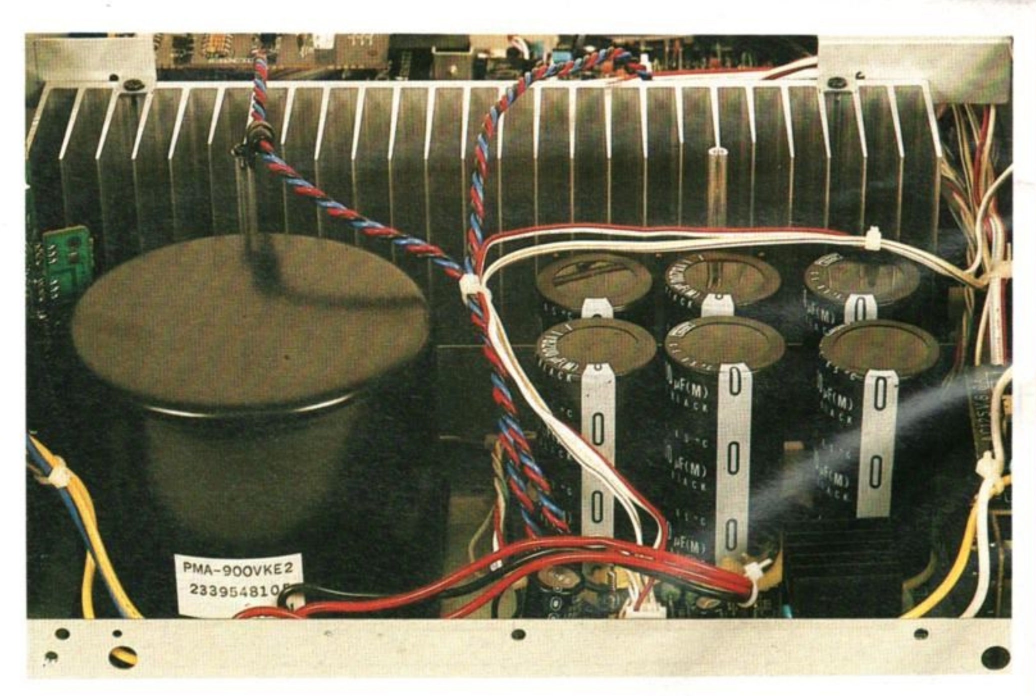


Vue du circuit imprimé et des étages de puissance.

CONCLUSIONS

Une technique particulière à Denon, mais qui montre une voie parallèle à celle suivie par d'autres constructeurs : séparation d'un étage générateur de tension et d'un autre générateur de puissance, de courant.
Technique d'alimentation intéressante aussi.
Côté préampli RIAA, les fous de l'ésotérisme déploreront la présence d'un circuit intégré. Les amateurs d'asservissement apprécieront celui de la tension de sortie.

E.L.



L'alimentation des condensateurs de dimensions confortables.